

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3871347号  
(P3871347)

(45) 発行日 平成19年1月24日(2007.1.24)

(24) 登録日 平成18年10月27日(2006.10.27)

(51) Int. Cl. F I  
**G 1 O L 21/04 (2006.01)** G 1 O L 21/04 1 3 O A  
**G 1 O L 19/02 (2006.01)** G 1 O L 19/02 1 5 O

請求項の数 29 (全 30 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平11-501962                  (86) (22) 出願日 平成10年6月9日(1998.6.9)                  (65) 公表番号 特表2001-521648(P2001-521648A)                  (43) 公表日 平成13年11月6日(2001.11.6)                  (86) 国際出願番号 PCT/IB1998/000893                  (87) 国際公開番号 W01998/057436                  (87) 国際公開日 平成10年12月17日(1998.12.17)                  審査請求日 平成13年6月11日(2001.6.11)                  (31) 優先権主張番号 9702213-1                  (32) 優先日 平成9年6月10日(1997.6.10)                  (33) 優先権主張国 スウェーデン(SE)                  (31) 優先権主張番号 9704634-6                  (32) 優先日 平成9年12月12日(1997.12.12)                  (33) 優先権主張国 スウェーデン(SE)</p>	<p>(73) 特許権者                  コーディング テクノロジーズ アクチボ                  ラゲット                  スウェーデン国 ストックホルム スベア                  ベーゲン 1 1 9                  (74) 代理人                  弁理士 浅村 皓                  (74) 代理人                  弁理士 浅村 肇                  (74) 代理人                  弁理士 清水 邦明                  (74) 代理人                  弁理士 林 拓三</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトル帯域複製を用いた原始コーディングの強化

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

エンコードされた信号のデコード方法であって、該エンコードされた信号は、原信号から導き出されたものでしかも該原信号に含まれる周波数帯域の一部のみを表すものであって、前記方法は、

該エンコードされた信号の周波数成分を表す複数のサブバンドあるいは複数のスペクトル係数のサブバンドサンプルを提供し、

該原信号の周波数を表すサブバンドサンプルあるいはスペクトル係数を前記原信号には含まれるが前記エンコードされた信号には含まれない再構成周波数帯域の対応する目標周波数に変換し、

前記目標周波数は次の式

$$f_{dest} = f_{source} \cdot M \pm f_{source}$$

で示される対応する原信号の周波数に関連しており、ここで  $f_{dest}$  は目標周波数であり、 $f_{source}$  は目標周波数に対応する原信号の周波数であり、M は 1 ではない変換係数であり、 $f_{source}$  が正確な変換からの偏差でゼロに等しいか大きく、かつ臨界帯域 5% よりも小さい値であり、目標周波数があるサブバンドあるいは周波数係数の各々で、それぞれのサブバンドサンプルあるいは各々の周波数係数の位相情報が、前記ある目標周波数に対応するある原信号周波数のサブバンドサンプルあるいは周波数係数からの位相情報からのみ得られ

前記変換のステップの前あるいは後で、前記原信号あるいは前記エンコードされた信号が

ら抽出されたスペクトル包絡線を使って前記帯域通過信号に含まれる該選択されたサブバンドサンプルあるいはスペクトル係数を調整して、調整された変換サブバンドサンプルあるいは調整された変換スペクトル係数を求め、

前記サブバンドサンプルと調整された変換サンプルか、あるいはスペクトル係数と調整された変換スペクトル係数とを結合してデコードされた出力信号を得て、該デコードされた出力信号がエンコードされた信号の周波数成分と前記再構成周波数帯域の周波数成分とを含む周波数成分を有する

ステップを含むエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 2】

前記調整された変換サブバンドサンプルあるいは調整された変換スペクトル係数の通過帯域は、該エンコードされた信号の周波数成分を表すサブバンドサンプルあるいはスペクトル係数の通過帯域と重ならないかまたは一部だけ重なるように設定する、請求項 1 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

10

【請求項 3】

さらに、エンコードされた信号を使用して前記再構成周波数帯域のスペクトル包絡線情報を推定するステップを含む、請求項 1 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 4】

エンコードされた信号はさらに、前記原信号のコーディングの際に廃棄された再構成周波数帯域上の伝送されたスペクトル包絡線情報を含み、さらに前記方法は、前記原信号の廃棄された周波数帯域の伝送された包絡線情報を抽出するステップを有する、請求項 1 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

20

【請求項 5】

前記スペクトル包絡線情報は、エンコードされた信号の任意の数のサブバンドチャンネル内のサブバンドサンプルとして伝送され、前記サブバンドチャンネルの利得が低レベルに設定された、請求項 4 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 6】

前記スペクトル包絡線情報を変換係数として伝送し、エンコードされた信号内の対応するサブバンドサンプルは伝送しない、請求項 4 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 7】

前記包絡線情報を変換係数として伝送し、前記エンコードされた信号で前記対応するサブバンドサンプルをゼロまたは一定値に設定する、請求項 4 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

30

【請求項 8】

デコードされた出力信号がモノフォニックオーディオ信号であり、前記方法はさらに、前記デコードされた出力信号を、前記出力信号とそれを遅延した信号をそれぞれ含む 2 つの信号に分割して疑似ステレオ信号を得るステップを有する、請求項 1 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 9】

前記提供するステップはさらに、信号を、それぞれ周波数  $[f_1, \dots, f_N]$  を含む通過帯域を持つ  $N$  個 ( $N \geq 2$ ) の帯域通過フィルタの集合で濾波して、 $N$  個の帯域信号を形成するステップを有し、前記変換するステップが、帯域通過信号の周波数を、周波数  $M [f_1, \dots, f_N]$  を含む領域にシフト (ただし、 $M \geq 1$  は変換係数) するステップを有する、請求項 1 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

40

【請求項 10】

前記シフトするステップは、上側帯域 (USB) 変調により得る、請求項 9 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 11】

前記提供するステップは、信号を、低域通過型の実数値または複素値のサブバンド信号を

50

生成する性質の分析フィルタバンクまたは変換を用いて帯域濾波するステップを有し、前記変換するステップは、前記合成フィルタバンクまたは変換内で、前記分析フィルタバンクまたは変換の任意の数のチャンネル  $k$  をチャンネル  $Mk$  ( $M \geq 1$ ) にパッチングするステップを有し、該  $M$  は変換係数であって、前記フィルタバンクまたは変換は、濾波あるいは逆変換を実行するステップで使用される、請求項 1 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 1 2】

前記フィルタバンクを最大 10 進化し、前記パッチングするステップを次の関係により行い、

$$v_{Mk}(n) = (-1)^{(M-1)kn} v_k(n),$$

10

ただし、 $(-1)^{(M-1)kn}$  は訂正係数、 $v_k(n)$  はチャンネル  $k$  のサブバンド信号、 $v_{Mk}(n)$  はチャンネル  $Mk$  のサブバンド信号であり、これによりスペクトル反転サブバンド信号の補正が得られる、請求項 1 1 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 1 3】

前記変換するステップは、前記分析フィルタバンクまたは変換のチャンネル  $k$  からの選択されたサブバンドサンプルあるいは周波数係数の位相を、合成チャンネル  $Mk$  に関連するサブバンドサンプルの位相としてパッチングし、該  $M$  が変換係数であって 1 でない整数であるステップと、

前記分析フィルタバンクまたは変換の連続的なチャンネル  $l$  からのサブバンドサンプルあるいは周波数係数の振幅を、連続的な合成チャンネル  $l + S$  ( $S$  は 1 でない整数で、 $l$  はチャンネル数) に関連するサブバンドサンプルあるいは周波数係数の振幅としてパッチングする、請求項 1 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

20

【請求項 1 4】

前記変換するステップは、前記合成フィルタバンクまたは変換を用いる前に、チャンネル  $k$  の選択されたサブバンドサンプルの位相に係数  $M$  を掛ける、請求項 1 3 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 1 5】

$M = K^{\pm 1}$  (ただし、 $K$  は整数  $> 1$ ) である、請求項 1 3 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

30

【請求項 1 6】

前記パッチングするステップにおいて、変換係数  $M$  の多値を用いる、請求項 1 1 に記載のエンコードされた信号のデコード方法。

【請求項 1 7】

入力信号から少なくとも 1 つの周波数帯域を削除し、変換係数  $M$  で変換された変換信号を得る方法であって、

インパルス応答

$$h_k(n) = K p_0(n) \exp \left[ j \frac{\pi}{2L} (2k+1) \left( n - \frac{N-1}{2} \right) + j (-1)^k \frac{\pi}{4M} \right],$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, L-1$ 、 $K$  は定数、 $M$  は 1 と等しくない整数、 $p_0(n)$  は長さ  $N$  の低域通過プロトタイプフィルタ、を持つ  $L$  個のフィルタの並列バンクで入力信号を濾波して、 $L$  個の複素値信号の集合を生成するステップと、

40

係数  $L/M$  を持つ前記  $L$  個の集合の信号をダウンサンプリングして、 $L$  個の複素値サブバンド信号の集合を生成するステップと、

前記集合の複素値サブバンド信号の位相角に  $M$  を掛けて、サブバンド信号の新しい集合を生成するステップと、

前記サブバンド信号の新しい集合の実数部を選択して、 $L$  個の実数値サブバンド信号の集合を生成するステップと、

係数  $L'$  を持つ前記実数値サブバンド信号の部分集合をアップサンプリングして、実数値信号の集合を生成するステップと、

50

インパルス応答

$$f_k(n) = K' p'_0(n) \cos \left[ \frac{\pi}{2L'} (2k+1) \left( n - \frac{N'-1}{2} \right) - (-1)^k \frac{\pi}{4} \right],$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, L' - 1$ 、 $K'$  は定数、 $p'_0(n)$  は長さ  $N'$  の低域プロトタイプフィルタで、 $L'$  個の濾波信号を形成し、 $L' = LQ/M$  であって、ここで  $Q$  が帯域幅拡大係数であり  $L$  個の複素数値化した信号の集合でカバーされる周波数帯域と  $L'$  個の濾波信号の集合でカバーされる周波数帯域との間の関係を表すものであり、前記  $L'$  個の濾波信号の集合と入力信号とを加算して変換信号を生成するステップと、を有する、変換信号を得る方法。

【請求項 18】

前記位相角に  $M$  を掛けて、サブバンド信号の新しい集合を生成するステップと、前記実数部を選択して  $L$  個の実数値サブバンド信号の集合を生成するステップとは、前記複素値サブバンド信号の集合を次式で定義するステップと、

$$Z_k(n) = R_k(n) + jI_k(n),$$

ただし、 $R_k(n)$  と  $I_k(n)$  はそれぞれ  $Z_k(n)$  の実数部と虚数部であり、前記実数値サブバンド信号  $W_k(n)$  の集合を次式で計算するステップとを有し、

$$W_k(n) = |Z_k(n)| \cos \left\{ M \arctan \left( \frac{I_k(n)}{R_k(n)} \right) \right\},$$

ただし、 $|Z_k(n)| = \text{sqrt} \{ R_k(n)^2 + I_k(n)^2 \}$ 、 $M$  は正の整数の変換係数であり、次の三角恒等式

$$\cos(M\alpha) = \cos^M(\alpha) - \binom{M}{2} \sin^2(\alpha) \cos^{M-2}(\alpha) + \binom{M}{4} \sin^4(\alpha) \cos^{M-4}(\alpha) - \dots,$$

ただし、 $\alpha = \arctan \{ I_k(n) / R_k(n) \}$ 、と次の関係である

$$\cos(\alpha) = \frac{R_k(n)}{|Z_k(n)|} \quad \text{and} \quad \sin(\alpha) = \frac{I_k(n)}{|Z_k(n)|}$$

請求項 17 に記載の変換信号を得る方法。

【請求項 19】

変換方法であって、少なくとも一つの周波数帯域が削除された第 1 信号を、前記第 1 信号のセグメントを複写およびダウンサンプリングすることにより時間的に伸張するか、または前記第 1 の信号のセグメントを廃棄しアップサンプリングすることにより該第 1 信号を時間的に圧縮する該変換方法であって、

前記第 1 信号の一部であって、入力セグメントを含んでいる該一部に対し過渡信号検出を行うステップと、

前記過渡信号検出を行うステップの結果によって、コードブックを決定し、それに基づいて前記第 1 信号の一部の複写あるいは廃棄を行うときに前記第 1 信号の信号セグメントが使用されて出力セグメントを得る決定ステップ (403, 405) と、

を有し、前記決定ステップ (403, 405) は、さらに、

入力信号の現在の部分の過渡信号が検出されない場合 (505) か、あるいは入力信号の以前の部分で検出された過渡信号が未処理の場合 (513) には、コードブックについて、コードブックの時間的な最後が前記第 1 信号の現在の入力セグメントの左になると決定するステップと、

入力信号の部分における過渡信号が検出された場合 (505)、及び入力信号の検出された過渡信号が処理済みの場合 (513) には、コードブックについて、時間的に、コードブックが前記第 1 信号の現在の入力セグメントの右に延在していると決定し、過渡信号の前に決定したコードブックの中の同期点すなわち接続点を捜すことを許可しないステップと、

以前の出力セグメントの比較セグメントを前記決定ステップで決定されたコードブックと関連づけることによって、前記決定ステップで決定されたコードブックにおける同期点を捜すステップ (517) と、

10

20

30

40

50

前記同期点を捜すステップで得られた同期点から始まる現在の入力セグメントのためのコードブックからサンプルを使用して現在の出力セグメントを生成し(413, 521)、現在の入力セグメントの長さ<sup>1</sup>と現在の出力セグメントの長さにより置換係数を決定するステップと

を含む変換方法。

【請求項20】

いくつかのトランスポータを相互接続して同期点情報を共有している、請求項19に記載の変換方法。

【請求項21】

トランスポータを適当なフィルタバンクに接続し、前記いくつかのトランスポータの各々に与える信号を濾波して、トランスポータに供給されている信号の和である新しい信号の任意のスペクトル包絡線を得る、請求項19に記載の変換方法。

10

【請求項22】

前記入力信号の現在の部分における過渡信号が検出されない場合(505)か、あるいは前記入力信号の以前の部分における検出された過渡信号が未処理の場合(513)、コードブックについて、コードブックの最後が現在の入力セグメントの開始と一致していると決定される請求項19に記載の変換方法。

【請求項23】

前記入力信号の部分における過渡信号が検出された場合(505)で、また前記入力信号の検出された過渡信号が処理済みの場合(513)、コードブックについて、コードブックの最後が現在の入力セグメントの最後と一致していて、かつコードブックの最初が以前の入力セグメントの最初と一致していると決定される請求項19に記載の変換方法。

20

【請求項24】

過渡信号検出のために使用される入力信号の部分の長さが出力セグメントの長さ<sup>1</sup>と等しい請求項19に記載の変換方法。

【請求項25】

前記捜すステップは、以前に捜して見つけた同期点を現在の捜すステップで使用して行う請求項19に記載の変換方法。

【請求項26】

エンコードされた信号をデコードするデコーダであって、該エンコードされた信号は、原信号から導き出されたものでしかも該原信号に含まれる周波数帯域の一部のみを表すものであって、前記デコーダは、

30

該エンコードされた信号の周波数成分を表す複数のサブバンドあるいは複数のスペクトル係数のサブバンドサンプルを提供する提供部と、

目標周波数に対応する原信号周波数を表す選択されたサブバンドサンプルあるいはスペクトル係数を前記原信号には含まれるが前記エンコードされた信号には含まれない再構成周波数帯域に変換する変換部とを有し、

前記目標周波数は次の式

$$f_{dest} = f_{source} \cdot M \pm f_{source}$$

で示される対応する原信号の周波数に関連しており、ここで  $f_{dest}$  は目標周波数であり、

40

$f_{source}$  は目標周波数に対応する原信号の周波数であり、Mは1ではない変換係数であり、 $f_{source}$  が正確な変換からの偏差でゼロに等しいか大きく、かつ臨界帯域5%よりも

小さい値であり、目標周波数<sup>1</sup>がその中に含まれ、

ある目標周波数のサブバンドあるいは周波数係数の各々で、それぞれのサブバンドサンプルあるいは各々の周波数係数の位相情報が、前記ある目標周波数に対応するある原信号周波数のサブバンドサンプルあるいは周波数係数からの位相情報からのみ得られ

前記変換のステップの前あるいは後で、前記原信号あるいは前記エンコードされた信号から抽出されたスペクトル包絡線を使って該選択されたサブバンドサンプルあるいはスペクトル係数を調整して、調整された変換サブバンドサンプルあるいは調整された変換スペクトル係数を求め、さらに

50

前記サブバンドサンプルと調整された変換サンプルか、あるいはスペクトル係数と調整された変換スペクトル係数とを結合してデコードされた出力信号を得る合成部であって、該デコードされた出力信号がエンコードされた信号の周波数成分と前記再構成周波数帯域の周波数成分とを含む周波数成分を有する

該合成部を含む

デコーダ。

【請求項 27】

デコードされた出力信号がモノフォニックオーディオ信号であって、前記デコーダはさらに、

第 1 遅延信号を形成するための第 1 の遅延部と第 1 の減衰部と、

10

第 2 遅延信号を形成するための、第 1 の遅延部とは異なる第 2 の遅延部と第 2 の減衰部と、

前記デコードされた出力信号と前記第 1 遅延信号を加算して左チャンネル出力信号を形成する第 1 の加算部と、

前記デコードされた出力と前記第 2 遅延信号を加算して右チャンネル出力信号を形成して、疑似ステレオフォニック信号を得る第 2 の加算部、

とを有する、請求項 26 に記載のデコーダ。

【請求項 28】

入力信号から少なくとも 1 つの周波数帯域を削除し、変換係数 M で変換された変換信号を得る装置であって、

20

インパルス応答

$$h_k(n) = K p_0(n) \exp \left[ j \frac{\pi}{2L} (2k+1) \left( n - \frac{N-1}{2} \right) + j (-1)^k \frac{\pi}{4M} \right],$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, L-1$ 、 $K$  は定数、 $p_0(n)$  は長さ  $N$  の低域通過プロトタイプフィルタ、 $M$  は 1 に等しくない整数、を持つ  $L$  個のフィルタの並列バンクで信号を濾波して、 $L$  個の複素値信号の集合を生成するフィルタと、

係数  $L/M$  を持つ前記  $L$  個の集合の信号をダウンサンプリングして、 $L$  個の複素値のサブバンド信号の集合を生成するダウンサンプラと、

前記集合の複素値サブバンド信号の位相角に  $M$  を掛けて、サブバンド信号の新しい集合を生成するマルチプレクサと、

30

前記サブバンド信号の新しい集合の実数部を選択して、 $L$  個の実数値サブバンド信号の集合を生成するセレクタと、

係数  $L'$  を持つ前記実数値サブバンド信号の部分集合をアップサンプリングして、実数値信号の集合を生成するアップサンプラと、

インパルス応答

$$f_k(n) = K' p'_0(n) \cos \left[ \frac{\pi}{2L'} (2k+1) \left( n - \frac{N'-1}{2} \right) - (-1)^k \frac{\pi}{4} \right],$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, L'-1$ 、 $K'$  は定数、 $p'_0(n)$  は長さ  $N'$  の低域プロトタイプフィルタで、 $L'$  個の濾波信号を形成し、 $L' = LQ/M$  であって、ここで  $Q$  が帯域幅拡大係数であり  $L$  個の複素数値化した信号の集合でカバーされる周波数帯域と  $L'$  個の濾波信号の集合でカバーされる周波数帯域との間の関係を表すものであり、

40

前記  $L'$  個の濾波信号の集合と入力信号とを加算して変換信号を生成する加算部と、を有する装置。

【請求項 29】

変換装置であって、少なくとも一つの周波数帯域が削除された第 1 信号を、前記第 1 信号のセグメントを複製およびダウンサンプリングすることにより時間的に伸張するか、または前記第 1 の信号のセグメントを廃棄しアップサンプリングすることにより該第 1 信号を時間的に圧縮する該変換装置において、

前記第 1 信号の一部に対し過渡検出を行う過渡検出器であり、該一部が入力セグメントを含んでいる該過渡検出器と、

50

前記過渡検出を行うステップの結果によって、コードブックを決定し、それに基づいて前記第1信号の一部の複写あるいは廃棄を行うときに前記第1信号の信号セグメントが使用されて出力セグメントを得るプロセッサ(403, 405)と、

を有し、前記プロセッサ(403, 405)は、

入力信号の現在の部分の過渡が検出されない場合(505)か、あるいは入力信号の以前の部分で検出された過渡が未処理の場合(513)には、コードブックについて、コードブックの時間的な最後が前記第1信号の現在の入力セグメントの左になると決定し、

入力信号の部分における過渡が検出された場合(505)、及び入力信号の検出された過渡が処理済みの場合(513)には、コードブックについて、時間的に、コードブックが前記第1信号の現在の入力セグメントの右に延在していると決定し、過渡の前に決定した

10

コードブックの中の同期点を捜すことを許可せず、  
以前の出力セグメントの比較セグメントを前記決定ステップで決定されたコードブックと関連づけることによって、前記決定ステップで決定されたコードブックにおける同期点を捜す探索部(517)と、

前記同期点を捜すステップで得られた同期点から始まる現在の入力セグメントのためのコードブックからサンプルを使用して現在の出力セグメントを生成し(413, 521)、現在の入力セグメントの長さで現在の出力セグメントの長さにより置換係数を決定する生成部と

を含む変換装置。

#### 【発明の詳細な説明】

20

#### 技術分野

原始コーディング装置では、必要なビットレートや記憶容量を減らすためにデジタルデータを圧縮して伝送または記憶する。本発明は、スペクトル帯域複製(SBR)により原始コーディング(source coding)を改善する新規な方法と装置に関するものである。同じ知覚品質を保持してビットレートを実質的に下げ、逆に所定のビットレートで知覚品質を高める。これは、エンコーダ側でスペクトル帯域幅を縮小し、デコーダ側で後のスペクトル帯域を複製することにより行う。本発明はスペクトル領域での信号冗長度の新しい概念を活用する。

#### 発明の背景

オーディオ原始コーディング技術は2種類ある。すなわち、自然オーディオコーディングと音声コーディングである。自然オーディオコーディングは中位のビットレートの音楽や任意の信号に共通に用いられており、オーディオ帯域幅は一般に広い。音声コーデックは基本的に音声の再生に限られるが、他方では非常に低いビットレートで用いることができる。ただしオーディオ帯域幅は狭い。広帯域音声は狭帯域音声に比べて主な主観的品質が優れている。帯域幅を広くすると、音声の明瞭度と自然さが増すだけでなく、話す人を識別しやすくなる。このように広帯域音声コーディングは次世代電話システムにとって重要な課題である。更に、マルチメディア分野が非常に成長したので、音楽や非音声信号を電話システムにより高品質で伝送することが望ましい。

30

高忠実度の線形PCM信号は、ビットレート対知覚エントロピーに関して非常に効率が悪い。CDの標準は44.1kHzのサンプリング周波数と、サンプル当たり16ビットの分解能と、ステレオである。これは1411キロビット/sのビットレートに等しい。ビットレートを大幅に下げ、分割帯域知覚オーディオコーデックを用いて原始コーディングを行うことができる。これらの自然オーディオコーデックは信号内の知覚無関係性と統計的冗長度を用いる。最高のコーデック技術を用いると、標準のCDフォーマット信号のデータを約90%縮小しても実際には劣化したと感ぜない。このように、ステレオでは約96キロビット/s、すなわち約15:1の圧縮率で、非常に高い音質が得られる。或る知覚コーデックは更に高い圧縮率を用いる。このためには、サンプリングレート(したがってオーディオ帯域幅)を下げるのが普通である。また量子化レベルの数を減らし(量子化歪みが聞こえることがある)、また強化コーディングによるステレオフィールドの劣化を用いるのが普通である。このような方法を余り用いると、耳障りな知覚劣化を生じ

40

50

る。現在のコーデック技術は飽和点に近く、符号化利得が更に進むことは期待できない。符号化性能を高めるには、新しい方式が必要である。

人の声や殆どの楽器は、振動システムから発生する準定常信号を生成する。フーリエ理論によると、周期的信号は周波数  $f$ 、 $2f$ 、 $3f$ 、 $4f$ 、 $5f$  などの正弦波の和で表される。ただし、 $f$  は基本周波数である。これらの周波数は調波系列を形成する。この信号の帯域幅を制限することは、調波系列を切り捨てることに相当する。切捨てるを行うと楽器や音声の音色が変わり、オーディオ信号は「弱い」または「鈍い」音になり、明瞭度が下がる。音質の主観的印象にとって高周波はこのように重要である。

従来の方法は、音声コーデック性能を高めることが主体で、特に音声符号化における問題である高周波再生(HFR)を目的としている。従来の方法は広帯域直線周波数シフトや、非線形性や、エイリアシングを用いて[米国特許番号第5,127,054号]相互変調やその他の非調波周波数成分を生成するので、これを音楽信号に適用するとひどい不協和音を生じた。この不協和音を音声符号化関係の文献では「耳障り」または「調子はずれ」の音と呼ぶ。他の合成音声HFR法は基本ピッチ推定に基づく正弦高調波を生成するので、定常音に限られる[米国特許番号第4,771,465号]。これらの従来の方法は低品質の音声応用には有用であるが、高品質音声または音楽信号には使えない。高品質のオーディオ原始コーデックの性能を高める方法がいくつかある。その1つは、デコーダで生成された合成雑音信号を用いて、以前はエンコーダで捨てられていた音声または音楽内の雑音的信号に代える(「雑音代替によるオーディオコーデックの改善(Improving Audio Codecs by Noise Substitution)」、D. Schulz, JAES, Vol. 44, No. 7/8, 1996)。これは雑音信号があるときに、本来正常に伝送される高帯域内で断続的に行われる。別の方法は、符号化の過程で失われた或る高帯域の高調波を再現する(「オーディオスペクトルコーダ(Audio Spectral Coder)」、A. J. S. Ferreira, AES Preprint 4201, 100th Convention, May 11-14, 1996, Copenhagen)。これも音信号とピッチ検出に依存する。この2つの方法は低いデューティサイクルで動作し、比較的限定された符号化または性能の利得が得られる。

#### 発明の概要

本発明はデジタル原始コーディング装置を実質的に改善する、より特定するとオーディオコーデックを改善する、新しい方法と装置を提供する。目的は、ビットレートの低下、または知覚品質の向上、またはその両方を含む。本発明は調波冗長度を活用した新しい方法により、伝送または記憶を行う前に信号の通過帯域を廃棄する可能性を提供する。本発明によりデコーダが高品質のスペクトル複製を行う場合は、知覚劣化は起こらない。廃棄ビットは一定の知覚品質における符号化利得を表す。または、一定のビットレートにおいて低帯域情報の符号化に更に多くのビットを割り当てて、より高い知覚品質を得ることができる。

本発明は、廃棄された調波系列は低帯域スペクトル成分と高帯域スペクトル成分の間の直接の関係に基づいて伸張することができると仮定する。この伸張された系列は、次の規則に従っていれば初めの系列と似ていると知覚される。第1に、不協和音に関係する人工音が出ないようにするために、外挿されるスペクトル成分は廃棄された調波系列と調波的に関係していなければならない。本発明はスペクトル複製プロセスの手段として置換を用いる。これは確かにこの判定基準を満たす。しかし優れた動作をするためには低帯域スペクトル成分が調波系列を形成する必要はない。その理由は、低帯域成分と調波的に関係する新しい複製成分は信号の雑音的または過渡的な性質を変えないからである。置換とは、部分音の周波数比を保ちながら部分音を音階上の1つの位置から別の位置に移すことである。第2に、複製された高帯域のスペクトル包絡線(すなわち、粗いスペクトル分布)は初めの信号と十分似ていなければならない。本発明は2つの動作モードSBR-1とSBR-2を提供する。この2つは、スペクトル包絡線を調整する方法が異なる。

SBR-1は中間品質コーデック応用を改善するシングルエンド形のプロセスであって、デコーダが受ける低帯域信号すなわち低域信号に含まれる情報に完全に依存する。この信号のスペクトル包絡線は、例えば多項式と規則の集合すなわちコードブックを用いて決定

10

20

30

40

50

され、外挿される。この情報を用いて、複製された高帯域を絶えず調整し等化する。この SBR-1 法は後処理の利点を持つ。すなわちエンコーダ側では修正する必要がない。放送業者はチャンネルの利用度を高め、または知覚品質を高め、またはその両者が得られる。既存のビットストリーム構文と標準を修正せずに用いることができる。

SBR-2 は高品質コーデック応用を改善するダブルエンド形のプロセスであって、SBR-1 により伝送される低帯域信号の他に、高帯域のスペクトル包絡線を符号化して伝送する。スペクトル包絡線の変動速度は高帯域信号成分よりかなり低いので、限られた量の情報だけを伝送すればスペクトル包絡線を十分表すことができる。SBR-2 を用いれば、既存の構文やプロトコルを全くまたは殆ど修正せずに現在のコーデック技術の性能を高めることができるので、今後のコーデックの開発の貴重なツールである。

10

SBR-1 も SBR-2 も、音響心理学モデルにより規定されたエンコーダがビット欠乏状態の下で低帯域の小さな通過帯域を停止したとき、これらを複製するのに用いられる。低帯域内のスペクトル複製と低帯域外のスペクトル複製により、知覚品質が高まる。更に、SBR-1 と SBR-2 はビットレートスケラビリティを用いるコーデックにも用いることができる。この場合、受信器での信号の知覚品質は伝送チャンネルの状態によって変わる。通常は、これは受信器でのオーディオ帯域幅の厄介な変動を意味する。この状態で SBR 法を用いると常に高い帯域幅を保持するので、やはり知覚品質を高めることができる。

本発明は連続的に動作し、どんな種類の信号内容、すなわち音または非音（雑音的信号や過渡信号）も複製する。更に、本発明のスペクトル複製法はデコーダで利用できる周波数帯域から、廃棄された帯域を知覚的に正確に複製することができる。したがって SBR 法を用いると、従来の方法に比べて実質的に高いレベルで符号化利得が得られ、または知覚品質を高めることができる。本発明を従来 of コーデック改善法と組み合わせることはできるが、組み合わせても性能が高まることは期待できない。

20

SBR 法は次のステップを含む。

- ・ 初めの信号から得た信号を符号化し、信号の周波数帯域を廃棄する。廃棄は符号化の前か途中に行い、第 1 信号を形成する。

- ・ 第 1 信号の復号中またはその後で、第 1 信号の周波数帯域を置換して第 2 信号を形成する。

- ・ スペクトル包絡線を調整する。

30

- ・ 復号された信号と第 2 信号を組み合わせる出力信号を形成する。

第 2 信号の通過帯域は第 1 信号の通過帯域と重ならないようにまたは部分的に重なるように設定してよく、初めの信号および/または第 1 信号の時間特性、または伝送チャンネルの状態に従って設定する。スペクトル包絡線の調整は、前記第 1 信号から初めのスペクトル包絡線を推定したもの、または初めの信号の伝送された包絡線情報に基づいて行う。

本発明は 2 つの基本型のトランスポータ（置換装置）を含む。すなわち、多帯域トランスポータと時変パターン探索予測トランスポータであって、これらは異なる特性を有する。

本発明では基本的な多帯域置換を次のように行う。

- ・ 置換される信号を、それぞれ周波数  $[f_1, \dots, f_N]$  を含む通過帯域を持つ  $N$  ( $2$ ) 個の通過帯域フィルタの集合で濾波して、 $N$  個の帯域信号を形成する。

40

- ・ 帯域信号の周波数を周波数  $M [f_1, \dots, f_N]$  を含む領域にシフトする。ただし、 $M-1$  は置換係数である。

- ・ シフトされた帯域信号を結合して置換信号を形成する。

または、本発明ではこの基本的多帯域置換を次のように行う。

- ・ 置換される信号を、低域型の実数値または複素値サブバンド信号を生成する性質の分析フィルタバンクまたは変換を用いて帯域濾波する。

- ・ 任意のチャンネル数  $k$  の前記分析フィルタバンクまたは変換を、合成フィルタバンクまたは変換内の  $Mk$  ( $M-1$ ) チャンネルに接続する。

- ・ 合成フィルタバンクまたは変換を用いて、置換された信号を形成する。

本発明の 1 つの改善された多帯域置換は位相調整を含み、基本的な多帯域置換の性能を強

50

化する。

本発明では時変パターン探索予測置換を次のように行う。

- ・ 第1信号の過渡検出を行う。
- ・ 過渡検出の結果に従って、第1信号の一部を複写/廃棄するときに、第1信号のどのセグメントを用いるかを決定する。
- ・ 過渡検出の結果に従って、状態ベクトルとコードブック特性を調整する。
- ・ 前の同期点探索で見出された同期点に基づいて、第1信号の選択されたセグメント内の同期点を探す。

本発明のSBR法は次の特徴を有する。

1. この方法と装置はスペクトル領域内の信号冗長性の新しい概念を活用する。 10
2. この方法と装置は任意の信号に適用することができる。
3. 各調波集合は個々に作成して制御することができる。
4. 全ての複製された高調波は既存の調波系列の延長を形成するようにして生成する。
5. スペクトル複製プロセスは置換に基づくもので、人工音は全くまたは殆ど知覚されない。
6. スペクトル複製は多数の小帯域および/または広い周波数範囲をカバーすることができる。
7. SBR-1法では、処理はデコーダ側だけで行う。すなわち、全ての標準およびプロトコルを修正せずに用いることができる。
8. SBR-2法は修正を全くまたは殆どせずに、殆どの標準やプロトコルに従って実現することができる。 20
9. SBR-2法はコーデック設計者に新しい強力な圧縮ツールを提供する。
10. 符号化利得は顕著である。

最も魅力的な応用は、各種の低ビットレートコーデック、例えば、MPEG1/2層I/II/III[米国特許番号第5,040,217号]や、MPEG2/4 AAC、Dolby AC-2/3、NTT TwinVQ[米国特許番号第5,684,920号]や、AT&T/Lucent PACなど、の改善に関する。。またこの発明は知覚品質を高めるための、高帯域CELPやSB-ADPCM G.722などの、高品質音声コーデックにも有用である。上記のコーデックはマルチメディアや、電話産業や、インターネットや、専門的な応用に広く用いられている。T-DAB(地上デジタルオーディオ放送)システムは低ビットレートプロトコルを用いており、本方法を用いるとチャンネル使用度が上がり、またはFMやAM DABの品質を高めることができる。衛星S-DABはシステムコストが非常に高いので、本方法を用いてDABマルチプレクスのプログラムチャンネル数を増やすことにより大きな利益を得る。更に、低ビットレート電話モデムを用いて、インターネットにより初めて全帯域幅オーディオ実時間ストリーミングを達成することができる。 30

#### 【図面の簡単な説明】

以下に本発明について添付の図面を参照して例を用いて説明するが、これは本発明の範囲や精神を制限するものではない。

- 図1は、本発明の符号化装置内に挿入されたSBRである。 40
- 図2は、本発明の上部高調波のスペクトル複製を示す。
- 図3は、本発明の帯域内高調波のスペクトル複製を示す。
- 図4は、本発明のトランスポータの時間領域実現のブロック図である。
- 図5は、本発明のパターン探索予測トランスポータの動作のサイクルを表す流れ図である。
- 図6は、本発明の同期点の探索を表す流れ図である。
- 図7a - 図7bは、本発明の過渡状態中のコードブック位置決めを示す。
- 図8は、本発明のSBR動作のための、適当なフィルタバンクに関するいくつかの時間領域トランスポータの実現のブロック図である。
- 図9a - 図9cは、2次高調波を生成するよう構成された本発明のSTFT分析および合 50

成用の装置を表すブロック図である。

図10a - 図10bは、本発明のSTFT装置内の直線周波数シフトを持つ1つのサブバンドのブロック図である。

図11は、本発明の位相乗算器を用いる1つのサブバンドを示す。

図12は、本発明の3次高調波を生成する方法を示す。

図13は、本発明の2次および3次高調波を同時に生成する方法を示す。

図14は、本発明のいくつかの次数の高調波の重ならない組み合わせの生成を示す。

図15は、本発明のいくつかの次数の高調波の交互配置組み合わせの生成を示す。

図16は、高帯域の直線周波数シフトの生成を示す。

図17は、本発明の分数調波を生成する方法を示す。

10

図18a - 図18bは、知覚コーデックのブロック図である。

図19は、最大10進化フィルタバンクの基本構造を示す。

図20は、本発明の最大10進化フィルタバンクの2次高調波の生成を示す。

図21は、本発明のサブバンド信号上で動作する最大10進化フィルタバンク内の改善された多帯域置換のブロック図である。

図22は、本発明のサブバンド信号上で動作する最大10進化フィルタバンク内の改善された多帯域置換を表す流れ図である。

図23は、一般的なコーデックのサブバンドサンプルと換算係数を示す。

図24は、本発明のSBR-2用のサブバンドサンプルと包絡線情報を示す。

図25は、本発明のSBR-2内の包絡線の隠された伝送を示す。

20

図26は、本発明のSBR-2内の冗長度符号化を示す。

図27は、本発明のSBR-1法を用いたコーデックの実現を示す。

図28は、本発明のSBR-2法を用いたコーデックの実現を示す。

図29は、本発明の「疑似ステレオ」発生器のブロック図である。

好ましい実施の形態の説明

実施の形態の説明を通じて、自然オーディオ原始コーディング应用到に重点を置いて述べる。しかし理解されるように、本発明はオーディオ信号の符号化や復号の応用の他に広範囲の原始コーディング应用到に適用できるものである。

置換の基礎

本発明で述べる置換はスペクトル複製の理想的な方法であって、従来の方法に比べていくつかの大きな利点を持つ。すなわち、ピッチ検出は必要なく、単一ピッチで多音のプログラム材料において同じ高性能が得られ、置換は音信号にも非音信号にも同じように良く適用できる。他の方法とは異なり、本発明の置換は任意の信号の種類において任意のオーディオ原始コーディング装置に用いることができる。

30

時変振幅を持つコサインの和の形の離散時間信号  $x(n)$  の正確な置換係数  $M$  は、次の関係で定義される。

$$x(n) = \sum_{i=0}^{N-1} e_i(n) \cos(2\pi f_i n / f_s + \alpha_i) \rightarrow \tag{1}$$

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} e_i(n) \cos(2\pi M f_i n / f_s + \beta_i) \tag{2}$$

40

ただし  $N$  は正弦波の数 (以後は部分音と呼ぶ)、 $f_i$  と  $e_i(n)$  と  $\alpha_i$  はそれぞれ個々の入力周波数と時間包絡線と位相定数、 $\beta_i$  は任意の出力位相定数、 $f_s$  はサンプリング周波数、そして  $0 < M f_i < f_s / 2$  である。

図2に  $M$  次高調波の生成を示す。ただし、 $M$  は整数  $> 2$  である。  $M$  次高調波という語は簡単のために用いた。実際は、このプロセスは或る周波数領域で全ての信号に  $M$  次高調波を生成するが、多くの場合は次数の分からない高調波である。周波数領域の表現  $X(f)$  を持つ入力信号 201 の帯域は  $0$  から  $f_{max}$  の範囲に限定される。  $f_{max} / M$  から  $Q f_{max} / M$  ( $Q$  は望ましい帯域幅伸張係数で  $1 < Q < M$ ) の範囲内の信号内容を帯域フィルタで取り出して、スペクトル  $X_{BP}(f)$  を持つ帯域信号 203 を形成する。帯域信号を係数  $M$  で

50

置換して、 $f_{max}$  から  $Q f_{max}$  の範囲をカバーするスペクトル  $X_T(f)$  を持つ第 2 帯域信号 205 を形成する。この信号のスペクトル包絡線をプログラム制御の等化器で調整して、スペクトル  $X_E(f)$  を持つ信号 207 を形成する。次にこの信号と遅延させた入力信号とを結合して、帯域フィルタとトランスポーズにより生じる遅れを補償して、0 から  $Q f_{max}$  の範囲をカバーするスペクトル  $Y(f)$  を持つ出力信号 209 を形成する。または帯域濾波は、遮断周波数  $f_{max}$  と  $Q f_{max}$  を用いて置換 M の後で行う。多重トランスポーズを用いて、異なる調波次数を同時に生成することはもちろん可能である。図 3 に示すように入力信号が  $f_0$  から  $Q f_0$  にわたる通過帯域 301 を有する場合、上記の方式を用いて入力信号内の通過帯域を「充填する」こともできる。この場合は通過帯域  $[f_0/M, Q f_0/M]$  を取り出し (303)、係数 M で  $[f_0, Q f_0]$  に置換し (305)、包絡線を調整し (307)、遅延入力信号と結合してスペクトル  $Y(f)$  を持つ出力信号 309 を形成する。

正確な置換の近似を用いてもよい。本発明では、このような近似の質を不協和音理論を用いて決定する。不協和音の判定基準は Plomp により示されており [「音の協和と臨界帯域幅 (Tonal Consonance and Critical Bandwidth)」、R. Plomp, W. J. M. Levelt JASA, Vol. 38, 1965]、2 つの部分音の周波数の差がそれらが存在する臨界帯域の帯域幅の約 5 乃至 50 % 以内である場合は、2 つの部分音は不協和と見なされる。例えば、所定の周波数の臨界 (critical) 帯域幅は次式で近似できる。

$$cb(f) = 25 + 75 \left( 1 + 1.4 \left( \frac{f}{1000} \right)^2 \right)^{0.69} \quad (3)$$

ただし  $f$  と  $cb$  は Hz で表す。更に Plomp は、2 つの部分音の周波数の差がそれらが存在する臨界帯域幅の約 5 % 以下である場合は、人の聴覚システムはこの 2 つを識別することができないと述べている。式 2 の正確な置換を次式で近似することができる。

$$y_{approx}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n) \cos(2\pi(Mf_i \pm \Delta f_i)n / f_i + \beta_i), \quad (4)$$

ただし、 $f_i$  は正確な置換からの偏差である。入力部分音が調波系列を形成する場合は、本発明の仮説によると、置換された部分音の調波系列からの偏差はそれらが存在する臨界帯域幅の 5 % を超えてはならない。従来の方が不快な「耳障り」や「調子はずれ」を生じるのは、広帯域直線周波数シフトにより許容できないほど大きな偏差を生じるからである。従来の方が 1 入力部分音に対して 2 以上の部分音を生成するとき、1 部分音として知覚されるためには部分音はやはり上述の偏差限界内になければならない。非線形性などを用いる従来の方は偏差限界内にない相互変調部分音を作るので、良い結果が得られない。

本発明のスペクトル複製法に基づく上記の置換を用いると、次の重要な性質が得られる。

- ・ 通常は、複製された高調波と既存の部分音の間に周波数領域の重なりが起こらない。
- ・ 複製された部分音は入力信号の部分音と調波的に関係があり、耳障りな不協和音すなわち人工音を一切生じない。
- ・ 複製された高調波のスペクトル包絡線は入力信号スペクトル包絡線の滑らかな継続を形成し、初めの包絡線と知覚的に一致する。

#### 時変パターン探索予測に基づく置換

必要なトランスポーズを設計するには種々の方法がある。一般的な時間領域実現では、ピッチ周期に基づいて信号セグメントを複製することにより信号を時間的に伸張する。次にこの信号を異なる速度で読み出す。残念ながらこの方法は、信号セグメントを正確に時間接続するのにピッチ検出に厳密に依存する。更に、ピッチ周期に基づく信号セグメントには制約があるので、過渡信号に敏感になる。検出されたピッチ周期は実際の過渡信号よりかなり長いことがあるので、全過渡信号を単に時間的に伸張するのではなく複製するという危険が大きいことは明らかである。別の種類の時間領域アルゴリズムでは、出力信号のパターン探索予測を用いて音声信号の時間伸張 / 圧縮を得る [「音声のパターン探索予測 (Pattern Search Prediction of Speech)」、R. Bogner, T. Li, Proc. ICASS, '89, Vol. 1, May 1989 や、「非線形発振器モデルに基づく音声のタイムスケール修正 (Time-Scale

10

20

30

40

50

Modification of Speech based on a nonlinear Oscillator Model)」、G. Kubin, W. B. Kleijin, IEEE, 1994]。これは粒状合成 (granular synthesis) の 1 つの形であって、入力信号を小さな部分 (細粒) に分割し、これを用いて出力信号を合成する。この合成には通常は信号セグメントの相関を取って、最良の接続点を決定する。これは、出力信号を形成するのに用いるセグメントがピッチ周期に依存しないのでピッチ検出という厄介なタスクを必要としないことを意味する。しかしこの方法にも信号振幅が急速に変わるときの問題がまだあり、高品質の置換のためには高速計算が必要になる。しかし改善された時間領域のピッチシフト/トランスポーズをここに提示する。この方式は過渡検出と動的システムパラメータを用いることにより、定常音 (音または非音) でも過渡音でも、高い置換係数の一層正確な置換を低い計算コストで行うことができる。

10

次に図面を参照する。各図面の同じ要素は同じ番号で示す。図 4 に 9 個の別個のモジュールを示す。すなわち、過渡検出器 401 と、窓位置調整器 403 と、コードブック発生器 405 と、同期信号選択器 407 と、同期位置メモリ 409 と、最小差推定器 411 と、出力セグメントメモリ 413 と、混合ユニット 415 と、ダウンサンプラ 417 である。入力信号はコードブック発生器 405 と過渡検出器 401 に入る。過渡信号を検出すると、その位置を窓位置モジュール 403 に送る。このモジュールは窓の大きさと位置を規定し、コードブックを作るとき入力信号と掛け算する。別のトランスポーズに接続している場合は、コードブック発生器 405 は同期選択モジュール 407 から同期位置を受ける。この同期位置がコードブック内にある場合は、これを用いて出力セグメントを生成する。ない場合は、コードブックを最小差推定器 411 に送り、最小差推定器 411 は新しい同期位置を返す。新しい出力セグメントと前の出力セグメントを共に混合モジュール 415 で窓に入れ、モジュール 417 でダウンサンプリングする。

20

説明を明確にするために状態空間表現を用いる。ここで状態ベクトルすなわち細粒は、入力信号と出力信号を表す。入力信号を次の状態ベクトル  $x(n)$  で表す。

$$\mathbf{x}(n) = [\mathbf{x}(n), \mathbf{x}(n-D), \mathbf{x}(n-2D), \dots, \mathbf{x}(n-(N-1)D)] \quad (5)$$

これは入力信号の  $N$  個の遅延サンプルから得られる。ただし、 $N$  は状態ベクトルの次元、 $D$  はベクトルを作るのに用いる入力サンプル間の遅れである。粒状マッピングにより各状態ベクトル  $\mathbf{x}(n-1)$  の後のサンプル  $\mathbf{x}(n)$  が得られる。これを式 6 で表す。ただし、 $a(*)$  はマッピングである。

30

$$\mathbf{x}(n) = a(\mathbf{x}(n-1)). \quad (6)$$

本方法では、状態遷移コードブックを用いて、粒状マッピングにより前の出力に基づいて次の出力を決定する。長さ  $L$  のコードブックは絶えず再構築され、状態ベクトルと各状態ベクトルに続く次のサンプルを含む。各状態ベクトルはその隣接状態ベクトルから  $K$  サンプル離れている。これによりこの装置は、現在処理中の信号の特性に従って時間分解能を調整することができる。ただし、 $K$  は最大分解能を表すものに等しい。コードブックを作成するのに用いる入力信号セグメントは、起こり得る過渡信号の位置と前のコードブック内の同期位置に基づいて選択する。

これは理論的には、マッピング  $a(*)$  はコードブックに含まれる全ての遷移について評価することを意味する。

40

$$a \left( \begin{bmatrix} \mathbf{x}(n-L) \\ \mathbf{x}(n-L+K) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(n-1) \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(n-L+1) \\ \mathbf{x}(n-L+K+1) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(n) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

この遷移コードブックを用いて、現在の状態ベクトル  $\mathbf{y}(n-1)$  に最も近いコードブック内の状態ベクトルを探して新しい出力  $\mathbf{y}(n)$  を計算する。この最も近い隣接状態ベクトルの探索は最小差を計算することにより行い、新しい出力サンプルを得る。すなわち、

$$y(n) = a(y(n-1)).$$

(8)

しかしこの装置はサンプル毎に作用するよう制限されているわけではなく、好ましくはセグメント毎に作用する。新しい出力セグメントを窓に入れ、前の出力セグメントと加算し混合した後、ダウンサンプリングする。ピッチ置換係数は、コードブックで表される入力セグメントの長さ、コードブックから読み出される出力セグメントの長さの比で決まる。

図面に戻って、図5と図6はトランスポータの動作のサイクルを示す流れ図である。501に入力データが入り、503で入力信号のセグメントの過渡検出を行う。過渡信号の探索は出力セグメントの長さに等しいセグメントの長さについて行う。505で過渡信号が見つかり、507で過渡信号の位置を記憶し、509でパラメータL（コードブックの長さを表す）と、K（サンプル内の各状態ベクトル間の距離を表す）と、D（各状態ベクトル内のサンプル間の遅れを表す）を調整する。511で過渡信号の位置と前の出力セグメントの位置を比較して、過渡信号の処理が済んだかどうか判定する。513で処理が済んだ場合は、515でコードブックの位置（窓L）と、パラメータKとLとDを調整する。必要なパラメータ調整が終わると、517で過渡検出の結果に基づいて新しい同期点すなわち接続点を探す。この手続きを図6に示す。601でまず前の同期点に基づいて、次式により新しい同期点を計算する。

$$Sync\_pos = Sync\_pos\_old + SM - S,$$

(9)

ただし、Sync\_posとSync\_pos\_oldはそれぞれ新および旧の同期位置、Sは処理した入力セグメントの長さ、Mは置換係数である。603でこの同期点を用いて新しい接続点の精度と古い接続点の精度を比較する。605でこれが前と同じまたは一層良く一致していて、しかもコードブック内にある場合は、607で新しい同期点を返す。一致が良くない場合は、609で新しい同期点をループで探す。これは類似性測度（この場合は611の最小差関数）を用いて行うが、時間領域または周波数領域の相関を用いることも可能である。613で前の位置より良く一致する位置がある場合は、615で同期位置を記憶する。617で全ての位置を調べる終わると、619でこのシステムは図5の流れ図に戻る。得られた新しい同期点を519で記憶し、521でコードブックから新しいセグメントを、所定の同期点から順番に読み出す。523でこのセグメントを窓に入れて前のセグメントと加算し、525で置換係数によりダウンサンプリングし、527で出力バッファに記憶する。

図7は、コードブックの位置に関して過渡状態にあるシステムの行動を示す。過渡信号の前には、入力セグメント1を表すコードブック1は、セグメント1の「左に」位置する。相関セグメント1は前の出力の一部を表し、これを用いてコードブック1内の同期点1を見つける。過渡信号を検出して過渡信号の点を処理すると、コードブックを図7aに従って動き、現在処理中の入力セグメントが再びコードブックの「右に」なるまで静止する。このシステムは過渡信号より前の同期点を探すことができないので、これにより過渡信号を複写することは不可能になる。

パターン探索予測に基づく多くのピッチトランスポータまたは時間エキスパンダは音声および単一ピッチ材料に満足できる結果を与える。しかし音楽のような高度に複雑な信号では、特に置換係数が高い場合は、その性能は急速に悪化する。本発明は性能を高めるいくつかの解決法を提案するので、どんな種類の信号でも優れた結果が得られる。他の設計とは異なって本システムは時变的であり、システムパラメータは入力信号の性質と前の動作サイクル中に用いられたパラメータに基づく。過渡検出器は、コードブックの大きさや位置だけでなく含まれる状態ベクトルの性質も制御する。したがってこれを用いることは、信号セグメントが急速に変化しているときに、聞こえるほどの劣化を起こさない非常に強く計算が効率的になる方法である。更に、処理中の信号セグメントの長さを変えると非常に計算が多くなるが、本方法は長さを変える必要がない。また本発明は、前の探索の結果に基づく精密なコードブック探索を用いる。つまり、パターン探索予測に基づいて時

10

20

30

40

50

間領域システムで通常行われているのは2つの信号セグメントの通常の相関を取る方法であるが、本方法はこれとは異なり、全ての位置を順次にチェックするのではなく、最も可能性のある同期位置をまずチェックするものである。コードブック探索を減らすこの新しい方法により、システムの計算の複雑さは大幅に減る。更に、いくつかのトランスポータを用いるときは、同期位置情報をトランスポータの間で共有して計算の複雑さを更に減らすことができる。これについては後の実施例で示す。

すでに述べた時間領域トランスポータを用いて、以下の例のようにSBR-1とSBR-2を実現する。これは例示であって制限するものではない。図8では、3つの時間伸張モジュールを用いて2次、3次、4次の高調波を生成する。この例では各時間領域伸張/トランスポータは広帯域信号に作用するので、置換の後では手段がないことを考慮して、別の等化器装置を追加せずに置換の前に原始周波数範囲のスペクトル包絡線を調整するとよい。スペクトル包絡線調整器801、803、805はそれぞれいくつかのフィルタバンクチャンネルに作用する。包絡線調整器内の各チャンネルの利得は、置換後に出力での和813、815、817が所望のスペクトル包絡線を生成するように設定しなければならない。トランスポータ807、809、811は相互に接続され、同期位置情報を共有する。これは、或る条件下では、別個の置換ユニット内で相関中にコードブック内で見出される同期位置の間に高い相関が起こる、という事実に基づいている。やはり例であって本発明の範囲を制限するものではないが、4次の調波トランスポータは2次の調波トランスポータに比べて、時間フレームでは半分で動作するがデューティサイクルでは2倍で動作すると仮定する。更に、2つのエキスパンダに用いられるコードブックは同じと仮定し、2つの時間領域エキスパンダの同期位置をそれぞれsync\_pos4とsync\_pos2で表すと次の関係がある。

$$\text{sync\_pos2} = \text{sync\_pos4} - n \cdot 4 \cdot S - \text{sync\_offset}, \quad (n=1,2,3,4,\dots) \quad (10)$$

ただし、

$$\text{sync\_offset} = \text{sync\_pos4} - \text{sync\_pos2}, \quad (n=0,) \quad (11)$$

またSはコードブックで表される入力セグメントの長さである。どちらの同期位置ポイントもコードブックの終わりに到達していなければこれは有効である。通常の動作中は、2次調波トランスポータが処理する時間フレーム毎にnは1ずつ増加し、ポイントのどちらかが結局コードブックの終わりに到達すると、カウンタnをn=0に設定し、sync\_pos2とsync\_pos4を個別に計算する。4次の調波トランスポータに接続すると、3次の調波トランスポータについても同じ結果が得られる。

上に述べたようにいくつかの相互接続された時間領域トランスポータを高次の高調波の生成に用いると、計算が大幅に減る。更に、ここに述べたように時間領域トランスポータを適当なフィルタバンクと共に用いると、生成されたスペクトルの包絡線を調整することができて、しかも時間領域トランスポータの簡単さと低い計算コストを保つことができる。それは、これらが多少でも固定点計算と加算/減算の演算だけを用いて実現できるからである。

例示であって制限的でないこの発明の他の例は、

- ・ サブバンドフィルタバンク内の各サブバンド内で時間領域トランスポータを用いて、各トランスポータの信号の複雑さを減らす。
- ・ 時間領域トランスポータと周波数領域トランスポータを共に用いて、処理中の入力信号の特性に従ってシステムが異なる置換法を用いることができるようにする。
- ・ 広帯域音声コーデック内で時間領域トランスポータを用いて、例えば直線予測の後に得られる残留信号に作用する。

認識すべきことは、上に述べた方法は、サンプルレート変換を単に省略してタイムスケール修正に用いるときだけ優れているということである。更に理解すべきことは、上述の方法はより高いピッチへのピッチ置換(すなわち時間伸張)に焦点を当てているが、当業者に明らかのように、同じ原理はより低いピッチへの置換(すなわち時間圧縮)にも適用できることである。

フィルタバンクを用いた置換

10

20

30

40

50

種々の新しい革新的なフィルタバンクを用いた置換技術について以下に説明する。置換される信号を一連のBP信号またはサブバンド信号に分割する。次にサブバンド信号を正確にまたは近似的に置換する。これを行うには、分析サブバンドと合成サブバンドを再接続する（以後、「パッチ」と呼ぶ）とよい。この方法について、まず短時間フーリエ変換（STFT）を用いて説明する。

離散時間信号  $x(n)$  の  $N$  点 STFT を次のように定義する。

$$X_k(n) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} x(p) h(n-p) e^{-j\omega_k p}, \quad (12)$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, N-1$ 、 $\omega_k = 2\pi k/N$ 、 $h(n)$  は窓である。窓が次の条件

$$\begin{cases} h(0) = 1 \\ h(n) = 0 \quad (n = \pm N, \pm 2N, \pm 3N, \dots) \end{cases} \quad (13)$$

を満たす場合は逆変換が存在して次式で与えられる。

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k(n) e^{j\omega_k n}. \quad (14)$$

正変換は分析器と見なしてよく（図9a参照）、インパルス応答  $h(n) \exp(j\omega_k n)$  を持つ  $N$  個のBPフィルタのバンクの後に、キャリア  $\exp(-j\omega_k n)$  を持つ  $N$  個の乗算器のバンクがあり、BP信号を0Hz付近の領域にシフトダウンして、 $N$  個の分析信号  $X_k(n)$  を形成する。窓はプロトタイプLPフィルタとして動作する。 $X_k(n)$  は小さな帯域幅を持ち、通常は905でダウンサンプリングされる。したがって式12は  $n = rR$  のときだけ計算すればよい。ただし  $R$  は10進係数、 $r$  は新しい時間変数である。 $X_k(n)$  はアップサンプリングにより  $X_k(rR)$  から回復することができる（図9b参照）。すなわち、907でゼロを挿入した後、909でLP濾波する。逆変換は合成器と見なされ、その構成は、信号  $X_k(n)$  を初めの周波数にまでシフトするキャリア  $(1/N) \exp(j\omega_k n)$  を持つ  $N$  個の乗算器のバンクの後に、全てのチャンネルからの貢献  $y_k(n)$  を加算する段913（図9c参照）がある。STFTおよびISTFTを再配列してDFTおよびIDFTを用いてよく、これによりFFTアルゴリズムを用いることができる[「高速フーリエ変換を用いた位相ボコーダの実現 (Implementation of the Phase Vocoder using the Fast Fourier Transform)」、M. R. Portnoff, IEEE ASSP, Vol. 24, No. 3, 1976]。

図9cは  $N = 32$  を持つ2次高調波 ( $M = 2$ ) を生成するパッチ915を示す。簡単のために、チャンネル0乃至16だけを示す。BP16の中心周波数はナイキスト周波数に等しく、チャンネル17乃至31は負の周波数に相当する。P917および利得ブロック919で示すブロックについては後で説明するので、とりあえずは除いて考える。この例の入力信号は帯域が制限されており、チャンネル0乃至7だけが信号を含む。分析チャンネル8乃至16は空であって、合成器にマッピングする必要はない。分析チャンネル0乃至7は、入力信号遅延路に相当する合成チャンネル0乃至7に接続する。また分析チャンネル  $k$  ( $4 \leq k \leq 7$ ) は合成チャンネル  $Mk$  ( $M = 2$ ) にも接続し、BPフィルタ  $k$  の中心周波数の2倍の周波数領域に信号をシフトする。したがって、信号は初めの範囲にアップシフトされるだけでなく、1オクターブ上に置換される。調波生成を実数値フィルタ応答および変調器に関して調べるには、負の周波数も考慮しなければならない（図10aの下側の分岐を参照）。したがって、再マッピング  $k = Mk + 1$  と  $N - k = N - Mk + 1$  の組み合わせ出力を評価しなければならない。

これから次が得られる。

$$y(n) = \frac{2}{N} [x(n) * h(n) \cos(\omega_k n)] \cos((M-1)\omega_k n) + \frac{2}{N} [x(n) * h(n) \sin(\omega_k n)] \sin((M-1)\omega_k n) \quad (15)$$

ただし、 $M = 2$  である。式15は、入力信号のBP濾波の後に、直線周波数シフトすなわち上側波帯 (USB) 変調、すなわち上側波帯を用いる単側波帯変調（図10b参照）が

10

20

30

40

50

続くと考えてよい。ただし1005と1007はヒルベルト変成器を形成し、1009と1011はコサインおよびサインキャリアを持つ乗算器であり、1013は上側波帯を選択する差分段である。明らかに、このような多帯域BPおよびSSB法は明示的に、すなわちフィルタバンクパッチングなしに、時間領域または周波数領域で実現され、個々の通過帯域と発振器周波数を任意に選択することができる。

式15では、分析チャンネル $k$ の通過帯域内の周波数 $\omega_i$ を持つ正弦波は周波数 $M(\omega_i - \omega_k)$ で調波を生成する。したがって、基本的多帯域置換と呼ぶ方法だけが、周波数 $\omega_i = \omega_k(4 - k/7)$ を持つ入力信号の正確な高調波を生成する。しかし、フィルタの数が十分大きい場合は、正確な置換からの偏差は無視できる(式4参照)。更に、各分析チャンネルが最大1部分音を含む場合は、P917(図9c)で示すブロックを挿入することにより任意の周波数の準定常音信号は正確に置換される。この場合、 $X_k(rR)$ は、部分音周波数 $\omega_i$ と分析フィルタの中心周波数 $\omega_k$ の差に等しい周波数を持つ複素指数関数である。正確な置換 $M$ を得るには、これらの周波数は上の周波数関係を係数 $M$ だけ増加させて、 $\omega_i = M(\omega_k + M(\omega_i - \omega_k)) = M\omega_i$ に修正しなければならない。 $X_k(rR)$ の周波数はそれぞれの重ならない位相角の時間微分に等しく、連続した位相角の1次差分を用いて推定してよい。周波数の推定に $M$ を掛けて、これらの新しい周波数を用いて合成位相角を計算する。しかし、位相定数を除いて、分析引数に $M$ を直接掛けるという簡易法で同じ結果が得られ、周波数を推定する必要がなくなる。これを、ブロック917を表す図11に示す。まず、 $X_k(rR)$ (この例では $4 - k/7$ )を直角座標から極座標に変換する。これをブロックR-P, 1101で示す。1103で引数に $M=2$ を掛け、絶対値は変えない。次に1105で信号を変換して直角座標に戻して( $P-R$ )信号 $Y_{Mk}(rR)$ を形成し、図9cの合成チャンネルに与える。この改善された多帯域置換法には2つの段がある。基本的方法と同様にパッチにより粗い置換を行い、位相乗算器により微細な周波数訂正を行う。上の多帯域置換法はSTFTを用いる従来のピッチシフト法とは異なる。STFTでは合成にルックアップテーブル発振器を用いる。またはISTFTを合成に用いる時は信号の時間を伸ばして10進化する、すなわちパッチを用いない。

図9cの調波パッチは、置換係数が2でない場合は容易に修正される。図12は3次高調波を生成するパッチ1203を示す。1201は分析チャンネル、1205は合成チャンネルである。異なる次数の高調波も図13に示すように同時に作ることができる(ここでは2次と3次の高調波を用いる)。図14は、2次と3次と4次の高調波が重ならない組み合わせを示す。最低の可能な調波数をできるだけ高い周波数で用いる。調波 $M$ の宛先範囲の上限を超えると、調波 $M+1$ を用いる。図15は、全ての合成チャンネル( $N=64$ 、チャンネル0-32を示す)にマッピングする方法を示す。非素数指数を持つ全ての高帯域チャンネルは、原始チャンネル番号と宛先チャンネル番号の関係 $k_{dest} = M k_{source}$ に従ってマッピングする。ただし、 $M$ は $k_{source}$ が低帯域にあり $k_{dest}$ が高帯域にあるという条件を満たす最小整数2である。したがって、どの合成チャンネルも2つ以上の分析チャンネルから信号を受けない。素数の高帯域チャンネルは $k_{source} = 1$ または低帯域チャンネル $k_{source} > 1$ にマッピングしてよく、これは上述の関係のよい近似を作る(図15には $M=2, 3, 4, 5$ における非素数接続だけを示す)。

異なる分析チャンネルからの振幅情報と位相情報を組み合わせることも可能である。振幅信号 $|X_k(rR)|$ は図16のように接続してよい。位相信号 $\arg\{X_k(rR)\}$ は図16の原理に従って接続する。このようにして、低帯域周波数を置換し、図2の置換から得られる伸張包絡線ではなく原始領域包絡線の周期的繰返しを生成する。「空の」原始チャンネルを増幅しないようにするため、ゲートや他の手段を用いてよい。図17は別の応用であって、高位のサブバンドから低位のサブバンドへの接続を用いて、高域濾波信号または低音限定信号に分数高調波を生成する。上記の置換を用いるとき、信号の特性に基づいてパッチの適応切替えを用いるとよい。

上の説明では、入力信号に含まれる最高周波数はナイキスト周波数よりかなり低いと仮定した。したがってサンプルレートを増やさずに帯域幅を伸張することができた。しかしこれはいつでもできるわけではなく、事前のアップサンプリングが必要な場合がある。置換

10

20

30

40

50

にフィルタバンク法を用いるときは、アップサンプリングをプロセスに統合することが可能である。

多くの知覚コーデックは、時間から周波数へのマッピングに最大10進化フィルタバンクを用いる[「知覚コーディング入門(Introduction to Perceptual Coding)、K. Brandenburg, AES, デジタルオーディオのビットレート減少に関する論文集(Collected Papers on Digital Audio Bitrate Reduction), 1996]。図18aは知覚エンコーダ装置の基本構造を示す。分析フィルタバンク1801は入力信号をいくつかのサブバンド信号に分割する。1803で、減らしたビット数を用いてサブバンドサンプルを個別に量子化する。量子化レベル数は、最小マスキングしきい値を推定する知覚モデル1807から決定する。サブバンドサンプルを基準化し、任意の冗長度符号化法で符号化し、1805で基準化係数やビット割当て情報やその他のコーデック特定データから成る脳情報と組み合わせ、直列ビットストリームを形成する。次にこのビットストリームを記憶または伝送する。図18bのデコーダでは、1809で符号化ビットストリームのデマルチプレクシングを行い、復号して、1811でサブバンドサンプルを等しい数のビットに再量子化する。1813で、合成フィルタバンクはサブバンドサンプルを組み合わせる最初の信号を再生する。最大10進化フィルタバンクを用いて実現すると計算コストが大幅に減る。以下の説明では、コサイン変調フィルタバンクに焦点を当てる。しかし理解すべきことは、本発明は、ウェーブレット変換のフィルタバンク解釈や、他の不等帯域幅フィルタバンクまたは変換や、多次元フィルタバンクまたは変換などの他の種類のフィルタバンクまたは変換を用いて実現することができることである。

10

20

例であって制限するものではないが、以下の説明ではLチャンネルコサイン変調フィルタバンクは入力信号x(n)をL個のサブバンド信号に分割すると仮定する。最大10進化フィルタバンクの一般構造を図19に示す。分析フィルタをH\_k(z) 1901(k=0, 1, ..., L-1)で示す。1903でサブバンド信号v\_k(n)を最大10進化する。各サンプル周波数はf\_s/Lである。ただし、f\_sはx(n)のサンプリング周波数である。合成部では1905で内挿し1907で濾波した後、サブバンド信号を再組立てして

$$\hat{x}(n)$$

を生成する。合成フィルタをF\_k(z)で示す。更に、本発明は

$$\hat{x}(n)$$

30

にスペクトル複製を行い、強化信号y(n)を生じる。

サブバンド信号をQLチャンネルフィルタバンクで合成するときは、L個の低帯域チャンネルだけを用い、また帯域幅伸張係数QはQLが整数値になるように選択するが、この合成によりサンプリング周波数Qf\_sを持つ出力ビットストリームが得られる。したがって、拡大フィルタバンクはLチャンネルフィルタバンクの後にアップサンプラがあるかのように動作する。この場合はL(Q-1)個の高帯域フィルタは用いない(ゼロを与える)ので、オーディオ帯域幅は変わらない。フィルタバンクは単に

$$\hat{x}(n)$$

をアップサンプリングしたものを再構築するだけである。しかしL個のサブバンド信号を高帯域フィルタにパッチングした場合は、

$$\hat{x}(n)$$

40

の帯域幅は係数Qだけ増えてy(n)を生成する。これは本発明の基本的多帯域トランスフォーマの最大10進化フィルタバンク版である。この方式を用いると、アップサンプリングプロセスは前に説明した合成濾波に統合される。注意したいのは、どんな大きさのフィルタバンクを用いても、出力信号のサンプルレートは異なり、したがって帯域幅伸張係数は異なることである。整数置換係数Mを持つ本発明の基本的多帯域置換法を用いて

$$\hat{x}(n)$$

にスペクトル複製を行うには、次式でサブバンド信号をパッチングする。

$$v_{mk}(n) = e_{mk}(n) (-1)^{(M-1)kn} v_k(n), \tag{16}$$

ただし、k [0, L-1]であってM k [L, QL-1]になるように選択され、e\_mk

50

( $n$ ) は包絡線訂正、 $(-1)^{(M-1)kn}$  はスペクトル反転サブバンドの訂正係数である。スペクトル反転はサブバンド信号の10進法の結果であり、反転信号はこれらのチャンネル内の1つ置きのサンプルの符号を変えることにより再反転する。図20は16チャンネルの合成フィルタバンクであって、2009で置換係数 $M=2$ 、 $Q=2$ についてパッチングされている。ブロック2001と2003はそれぞれ図19の分析フィルタ $H_k(z)$ とデシメータである。同様に、2005と2007は補間回路と合成フィルタ $F_k(z)$ である。これにより式16は、受信データの4つの上位周波数サブバンド信号を、合成フィルタバンク内の8つの最上位チャンネルの1つ置きチャンネルにパッチングすることに簡便化される。スペクトル反転を行ったので、1つ置きのパッチングされたサブバンド信号は合成する前に周波数を反転しなければならない。更に2011で、パッチングされた信号の振幅を $SB R - 1$ または $SB R - 2$ の原理に従って調整しなければならない。本発明の基本的多帯域置換法を用いると、生成される高調波は一般に基本波の正確な倍数にならない。各サブバンドの最低周波数を除く全ての周波数は正確な置換とは或る程度異なる。更に、ターゲット間隔は原始間隔より広い周波数範囲をカバーするので、複製スペクトルはゼロを含む。更に、サブバンド信号の周波数はターゲット間隔に分離されるので、コサイン変調フィルタバンクのエイリアス打消し特性はなくなる。すなわち、隣接サブバンド信号は高帯域領域で重ならない。しかし、当業者に知られているエイリアス削減法を用いればこの種の人工音を減らすことができる。この置換法の利点は、実現が容易なことと、計算コストが非常に低いことである。

正弦波を完全に置換するため、改善された多帯域置換法の効果的な最大10進法フィルタバンクを用いた解決法を以下に提示する。このシステムは追加の修正分析フィルタバンクを用い、合成フィルタバンクはVaidyanathanにより述べられている方法でコサイン変調する[「マルチレートシステムとフィルタバンク(Multirate Systems and Filter Banks)」、P. P. Vaidyanathan, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1993, ISBN 0-13-605718-7]。最大10進法フィルタバンクに基づいて、本発明の改善された多帯域置換法を用いた操作のステップを図21の略図と、図22の流れ図で以下に示す。

1.  $L$ 個の受信サブバンド信号を $QL$ チャンネルのフィルタバンク2101、2201、2203で合成して信号 $x_1(n)$ を形成する( $L(Q-1)$ 上部チャンネルにはゼロを与える)。したがって、信号 $x_1(n)$ は帯域幅伸張係数 $Q$ でオーバーサンプリングされる。

2. 2103、2205で $x_1(n)$ を係数 $Q$ でダウンサンプリングして信号 $x_2(n')$ を形成する。すなわち、 $x_2(n') = x_1(Qn')$ である。

3. 2207、2209、2211で、 $T = KM/Q$ で整数になるように整数値 $K$ を合成フィルタバンクの大きさとして選択する。ただし、 $T$ は修正された分析フィルタバンクの大きさ、 $M$ は置換係数である。好ましくは、 $K$ は定常(音)信号では大きく、動的(過渡的)信号では小さくなるように選ぶ。

4. 2107、2213で、 $T$ チャンネルの修正された分析フィルタバンクで $x_2(n')$ を濾波し( $T$ 分析フィルタは指数関数的に変調される)、複素値のサブバンド信号の集合を生成する。サブバンド信号を係数 $T/M$ でダウンサンプリングし、サブバンド信号 $v_k^{(M)}(n'')$ ( $k=0, 1, \dots, T-1$ )を生成する。したがって、フィルタバンクは係数 $M$ でオーバーサンプリングされる。

5. サンプル $v_k^{(M)}(n'')$ を極座標表現(振幅と位相角)に変換する。2109、2215で、位相角に係数 $M$ を掛けて、サンプルを図11の方法で変換して直角座標表現に戻す。複素値サンプルの実数部を取り、信号 $s_k^{(M)}(n'')$ を生成する。この操作の後、信号 $s_k^{(M)}(n'')$ を厳密にサンプリングする。

6. 2111、2217で、 $SB R - 1$ または $SB R - 2$ の原理に従って信号 $s_k^{(M)}(n'')$ の利得を調整する。

7. 2105、2221で、サブバンド信号 $s_k^{(M)}(n'')$ (ただし、 $k \in [T/M, \min(K, T) - 1]$ )を通常のコサイン変調 $K$ チャンネルフィルタバンクで合成して、チャンネル0乃至 $T/M - 1$ にゼロを与える。これにより、信号 $x_3^{(M)}(n)$ を生成す

10

20

30

40

50

る。

8. 2 2 2 3で、最終的に  $x_3^{(M)}(n)$  と  $x_1(n)$  を加算して  $y(n)$  を得る。これが所望のスペクトル複製信号である。

置換係数 M の異なる値についてステップ 3 乃至 6 を繰り返して、 $x_1(n)$  に多重高調波を加える。この動作モードを図 2 1 の点線で示し、また図 2 2 の 2 2 1 1 - 2 2 1 9 のループの繰り返して示す。この場合、M の全ての選択値 (M は整数値) に対して T が整数値になるように K を選ぶ。好ましくは、 $K/Q$  が正の整数になるように K を選ぶ。全てのサブバンド信号  $s_k^{(M_i)}(n)$  (ただし、 $i = 1, 2, \dots, m$ 、また m は置換係数の数) を、式

$$s_k(n') = \sum_{i=1}^m s_k^{(M_i)}(n') \tag{17}$$

を用いて全ての適用可能な k について加算する。図 2 2 のループの第 1 繰返しでは、信号  $s_k(n')$  (ただし、 $k = 0, 1, \dots, K-1$ ) はゼロだけのサブバンドサンプルと考えてよい。全てのループにおいて、2 2 1 9 で次式により新しいサンプルを  $s_k(n')$  に加える。

$$s_k(n'') = s_k(n') + s_k^{(M_1)}(n''), \tag{18}$$

ただし、 $k = K/Q, K/Q + 1, \dots, \min(K, T_i) - 1$ 。ステップ 7 に従って、サブバンド信号  $s_k(n')$  を K チャンネルフィルタバンクで 1 度に合成する。

ステップ 4 の修正された分析フィルタバンクは、コサイン変調フィルタバンクの理論から得られる。ここで、変調重ね合わせ変換 (MLT) [「効率的変換/サブバンド符号化のための重ね合わせ変換 (Lapped Transform for Efficient Transform/Subband Coding)」、H. S. Malvar, IEEE Trans ASSP, vol. 38, no. 6, 1990] は特殊なケースである。T チャンネルのコサイン変調フィルタバンク内のフィルタのインパルス応答  $h_k(n)$  は次のように書かれる。

$$h_k(n) = C p_0(n) \cos \left[ \frac{\pi}{2T} (2k+1) \left( n - \frac{N-1}{2} \right) + \Phi_k \right], \tag{19}$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, T-1$ 、N は低域プロトタイプフィルタ  $p_0(n)$  の長さ、C は定数、 $\Phi_k$  は隣接チャンネル間のエイリアスを打ち消す位相角である。k の制約は次式で表され、

$$\Phi_0 = \pm \frac{\pi}{4}, \Phi_{T-1} = \pm \frac{\pi}{4} \text{ and } \Phi_k = \Phi_{k-1} \pm \frac{\pi}{2} \tag{20a-c}$$

これを簡単化すると次の閉じた形式表現になる。

$$\Phi_k = \pm (-1)^k \frac{\pi}{4}. \tag{21}$$

$k$  をこのように選ぶと、インパルス応答を持つ合成フィルタバンク

$$f_k(n) = C p_0(n) \cos \left[ \frac{\pi}{2T} (2k+1) \left( n - \frac{N-1}{2} \right) - \Phi_k \right]. \tag{22}$$

を用いて、完全な再構成システムまたは近似的な再構成システム (疑似 QMF システム) が得られる。

次のフィルタを考える。

$$h_k^i(n) = C p_0(n) \sin \left[ \frac{\pi}{2T} (2k+1) \left( n - \frac{N-1}{2} \right) + \Phi_k \right], \tag{23}$$

ただし、 $h_k^i(n)$  はプロトタイプフィルタ  $p_0(n)$  をサイン変調したものである。フィルタ  $H_k^i(z)$  と  $H_k(z)$  は、同じ通過帯域支援を有するが位相応答が異なる。フィルタの通過帯域は実際は相互のヒルベルト変換である (これは  $\omega = 0$  および  $\omega = \pi$  に近い周波数では有効でない)。式 1 9 と式 2 3 を結合すると次式になり、

$$h_k^s(n) = h_k(n) + j h_k^i(n) = C p_0(n) \exp \left[ \frac{j\pi}{2T} (2k+1) \left( n - \frac{N-1}{2} \right) + j\Phi_k \right] \tag{24}$$

正の周波数では  $H_k(z)$  と同じ形の振幅応答を持ち負の周波数ではゼロであるフィルタを生成する。式 2 4 のインパルス応答を持つフィルタバンクを用いると、式 1 9 のインパ

10

20

30

40

50

ルス応答を持つフィルタバンクから得られるサブバンド信号に対応する、分析（複素）信号と見なしてよいサブバンド信号の集合が得られる。複素値サンプルは極座標形式で  $z(n) = r(n) + j i(n) = |z(n)| \exp\{j \arg(z(n))\}$  と書くことができるので、分析信号は扱いやすい。しかし置換に複素フィルタバンクを用いると、エイリアス打消し特性を保つために  $k$  の制約を一般化しなければならない。エイリアス打消しと式 22 のインパルス応答を持つ合成フィルタバンクを保証する  $k$  の新しい制約は

$$\Phi_k = \pm(-1)^k \frac{\pi}{4M} \quad (25)$$

であって、 $M = 1$  のときは式 21 のように簡単になる。このように選択すると、置換された部分音は  $M = 1$ （置換なし）のときと同じ相対位相を有する。

式 24 と式 25 を結合すると次式が得られる。

$$h_k^n(n) = C p_0(n) \exp\left\{j\pi \left[ \frac{(2k+1)}{2T} \left(n - \frac{N-1}{2}\right) \pm \frac{(-1)^k}{4M} \right]\right\} \quad (26)$$

これは本発明のステップ 4 の修正されたフィルタバンクに用いるフィルタである。

ステップ 5 について少し説明する。係数  $T/M$  で複素値のサブバンド信号をダウンサンプリングすると  $M$  だけオーバーサンプリングされる。これは、後で位相角に置換係数  $M$  を掛けたときの重要な判定基準である。オーバーサンプリングにより、ターゲット範囲に置換した後の帯域幅当たりのサブバンドサンプルの数は原始範囲の数に等しくなる。置換されたサブバンド信号の個々の帯域幅は、位相乗算器のために原始範囲内の帯域幅の  $M$  倍になる。このため、ステップ 5 の後でサブバンド信号は厳密にサンプリングされ、更に、音信号を置換するときスペクトル内にゼロがなくなる。

三角法計算を避けるために、すなわち新しいサブバンド信号を次式

$$\begin{aligned} s_k^{(M)}(n^*) &= \text{real}\left\{ \left| v_k^{(M)}(n^*) \right| \exp\left\{jM \arctan\left(\frac{\text{imag}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}{\text{real}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}\right)\right\}\right\} \\ &= \left| v_k^{(M)}(n^*) \right| \cos\left\{M \arctan\left(\frac{\text{imag}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}{\text{real}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}\right)\right\}. \end{aligned} \quad (27)$$

ただし、 $|v_k^{(M)}(n^*)|$  は  $v_k^{(M)}(n^*)$  の絶対値、で計算しなければならないので、次の三角法関係を用いる。

$$\cos(M\alpha) = \cos^M(\alpha) - \binom{M}{2} \sin^2(\alpha) \cos^{M-2}(\alpha) + \binom{M}{4} \sin^4(\alpha) \cos^{M-4}(\alpha) - \dots \quad (28)$$

ここで

$$\alpha = \arctan\left(\frac{\text{imag}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}{\text{real}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}\right), \quad (29)$$

とし、また

$$\cos(\alpha) = \cos\left(\arctan\left(\frac{\text{imag}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}{\text{real}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}\right)\right) = \frac{\text{real}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}{|v_k^{(M)}(n^*)|}. \quad (30)$$

および

$$\sin(\alpha) = \sin\left(\arctan\left(\frac{\text{imag}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}{\text{real}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}\right)\right) = \frac{\text{imag}\{v_k^{(M)}(n^*)\}}{|v_k^{(M)}(n^*)|}. \quad (31)$$

であって、ステップ 5 の計算を三角法計算によらずに行うことができるので、計算は簡単になる。

$M$  が偶数のときに置換を用いると、低域プロトタイプフィルタ  $p_0(n)$  の特性によっては位相乗算器に障害が起こることがある。全ての適用可能なプロトタイプフィルタは、 $z$

10

20

30

40

50

平面内の単位円上にゼロを有する。単位円上のゼロはフィルタの位相応答を  $180^\circ$  シフトする。M が偶数のとき、位相乗算器はこのシフトを  $360^\circ$  シフト（すなわち位相シフトが消える）と解釈する。このように位相シフトが消える周波数に位置する部分音は合成信号にエイリアシングを起こす。最悪の場合は、部分音が分析フィルタの第1サイドローブの頂点に対応する周波数の点にあるときである。振幅応答でのこのローブの拒否に従って、エイリアシングの聞こえかたが変わる。一例として、ISO/MPEG 層1および2標準に用いるプロトタイプフィルタの第1サイドローブは  $96\text{ dB}$  拒否されるが、ISO/MPEG 層3標準のMDCT方式に用いるサイン窓の第1サイドローブでは拒否は  $23\text{ dB}$  に過ぎない。サイン窓を用いると、この種のエイリアシングが聞こえることは明らかである。この問題の解決を以下に示す。これを相対的位相同期と呼ぶ。

フィルタ  $h_k^a(n)$  は全て直線位相応答を有する。位相角  $\theta_k$  は隣接チャンネルの間に相対的位相差を生じさせ、単位円上のゼロはチャンネル間で異なる周波数の位置に  $180^\circ$  位相シフトを起こす。位相乗算器を活動化する前に隣接サブバンド信号の間の位相差を監視すれば、位相反転情報を含むチャンネルを検出するのは容易である。音信号の場合は式25から、位相差は非反転信号では約  $1/2M$  であり、したがってどちらかの信号が反転している信号では約  $(1 - 1/2M)$  である。反転信号の検出は、隣接サブバンド内のサンプルの点乗積

$$v_k^{(M)}(n^*) \cdot v_{k+1}^{(M)}(n^*) = \text{real}\{v_k^{(M)}(n^*)\} \text{real}\{v_{k+1}^{(M)}(n^*)\} + \text{imag}\{v_k^{(M)}(n^*)\} \text{imag}\{v_{k+1}^{(M)}(n^*)\}. \quad (32)$$

を計算することにより簡単に行うことができる。式32の積が負の場合は位相差は  $90^\circ$  より大きく、位相反転条件が存在する。ステップ5に従って複素値サブバンド信号の位相角にMを掛けると、最後に反転と印した信号は打ち消される。このように相対位同期法を用いると  $180^\circ$  シフトしたサブバンド信号は位相掛け算を行った後このシフトを保持して、エイリアシング打消し特性を維持する。

#### スペクトル包絡線調整

Stockham [「自動利得制御への一般化された線形性の適用 (Application of Generalized Linearity to Automatic Gain Control)」、T. G. Stockham, Jr, IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-16, No. 2, June 1968] および式1によると、音声や音楽など殆どの音は緩やかに変化する包絡線と急速に変化する一定振幅のキャリアの積で特徴づけられる。

分割帯域知覚オーディオコーデックでは、オーディオ信号をフレームに区切り、サブバンドフィルタすなわち時間周波数領域変換を用いて多数の周波数帯域に分割する。殆どの型のコーデックでは、伝送または記憶のために信号をその後2つの主な信号成分であるスペクトル包絡線表現と基準化サブバンドサンプルまたは係数に分離する。以下の説明を通して「サブバンドサンプル」または「係数」とは、サブバンドフィルタから得られるサンプル値と、時間周波数変換から得られる係数を言う。「スペクトル包絡線」または「換算係数」は時間フレームにおけるサブバンドの値（各サブバンド内の平均または最大振幅など）を表し、サブバンドサンプルの基準化に用いる。しかし、スペクトル包絡線は直線予測LPCを用いて得ることもできる [米国特許番号第5,684,920号]。一般的なコーデックでは、基準化されたサブバンドサンプルは、緩やかに変化する時間包絡線、したがって非常に低いビットレート（利用可能なビットレートの約10%を用いる）で符号化されるスペクトル包絡線、に比べて高いビットレート（利用可能なビットレートの約90%を用いる）で符号化する必要がある。

初めの信号の音色の質を保存する場合は、複製された帯域幅の正確なスペクトル包絡線が重要である。楽器または音声の知覚される音色は主に聴覚の最高オクターブにある周波数  $f_{lim}$  より低いスペクトル分布で決まる。したがって  $f_{lim}$  より高いスペクトルの詳細は余り重要でないので、上記の置換法により得られる高帯域の微細構造は調整する必要がない。しかし粗構造は一般に調整する必要がある。この調整を行うには、信号のスペクトル表現を濾波して包絡線の粗構造と微細構造を分離するとよい。

本発明のSBR-1実現では、高帯域の粗いスペクトル包絡線はデコーダで利用可能な低

10

20

30

40

50

帯域情報から推定する。この推定は、低帯域の包絡線を絶えず監視して、特定の規則に従って高帯域スペクトル包絡線を調整することにより行う。包絡線推定を行う新規な方法は、対数の周波数振幅空間内で漸近線を用いる。これは線形空間内で種々の次数の多項式により曲線の当てはめを行うことに相当する。低帯域スペクトルの上部のレベルと傾斜を推定し、この推定を用いて新しい高帯域包絡線を表す1つまたはいくつかのセグメントのレベルと傾斜を定義する。漸近線の交差点は周波数で固定され、ピボット点の役目をする。しかし必ずしも必要ではないが、制約を設けて高帯域包絡線軌跡を現実的な境界内に保つのは有益である。スペクトル包絡線を推定する別の方法は、多数の代表的スペクトル包絡線のベクトル量子化VQを用いて、これをルックアップテーブルまたはコードブックに記憶することである。ベクトル量子化は大量の訓練データ(この場合はオーディオスペクトル包絡線)上の所望の数のベクトルを訓練することにより行う。この訓練は通常は一般化されたロイド(Lloyd)アルゴリズムで行い[「ベクトル量子化と信号圧縮(Vector Quantization and Signal Compression)」、A. Gersho, R. M. Gray, Kluwer Academic Publishers, USA 1992, ISBN 0-7923-9181-0]、訓練データの内容を最適にカバーするベクトルを生成する。B包絡線で訓練されたAスペクトル包絡線( $B > A$ )から成るVQコードブックを考えると、A包絡線は、多くの種類の音のB個の観察に基づく、低帯域包絡線から高帯域包絡線へのA個の最も可能性のある遷移を表す。これは理論的には、B個の観察に基づいて包絡線を予測するためのA個の最適規則である。新しい高帯域スペクトル包絡線を推定するときは、初めの低帯域包絡線を用いてコードブックを探し、コードブックの最も合致する項目の高帯域部を適用して新しい高帯域スペクトルを作成する。

図23に、基準化されたサブバンドサンプルを2301で表し、スペクトル包絡線を換算係数2305で表す。例示のために、デコーダ2303への伝送を並列形式で示す。SBR-2法の図24では、図23と同様にスペクトル包絡線情報を生成して伝送するが、サブバンドサンプルは低帯域だけを伝送する。したがって伝送される換算係数は全周波数範囲にわたるが、サブバンドサンプルは高帯域を除く限られた周波数範囲だけである。デコーダで低帯域サブバンドサンプル2401を2403のように置換し、受信した高帯域スペクトル包絡線情報2405と結合する。このようにすれば、合成高帯域スペクトル包絡線は初めのスペクトル包絡線と同じであるがビットレートは大幅に下がる。

或るコーデックでは、図24に示すように全スペクトル包絡線の換算係数を伝送し、高帯域サブバンドサンプルは省略することができる。他のコーデック標準では、換算係数とサブバンドサンプルが同じ周波数範囲をカバーするよう規定しなければならない。すなわち、サブバンドサンプルを省略した場合は換算係数を伝送することはできない。この場合はいくつかの解決法がある。例えば、高帯域スペクトル包絡線情報を別のフレームで伝送してよい。このフレームは、自身のヘッダと任意の誤り保護を持ち、その後データが続く。本発明を利用しない普通のデコーダはヘッダを認識しないので、余分なフレームは廃棄する。第2の解決法では高帯域スペクトル包絡線情報を、符号化されたビットストリーム内の補助データとして伝送する。しかし利用可能な補助データフィールドは包絡線情報を保持するだけ十分大きくなければならない。この2つの解決法が適用できない場合は、第3の解決法、すなわち高帯域スペクトル包絡線情報をサブバンドサンプルとして隠す方法を適用してよい。サブバンド換算係数は、一般に100dBを超える大きな動的範囲をカバーする。任意の数のサブバンド換算係数(図25の2505)を非常に低い値に設定して、高帯域換算係数をサブバンドサンプルとして「偽装し」て2501のように伝送することができる。このように高帯域換算係数をデコーダ2503に伝送することにより、ビットストリーム構文と両立させることができる。任意のデータをこの方法で伝送してよい。これに関連して、情報を符号化してサブバンドサンプルストリームにする方法がある[米国特許番号第5,687,191号]。図26に示す第4の解決法は、符号化システムがハフマンまたは他の冗長度符号化2603を用いるときに適用することができる。高い冗長度を達成するには、高帯域のサブバンドサンプルをゼロ(2601)にまたは一定値に設定する。

過渡応答の改善

10

20

30

40

50

過渡信号に関連する人工音はオーディオコーデックの共通の問題であり、同様な人工音は本発明でも発生する。一般に、パッチングを行うと時間領域の前エコーと後エコー（すなわち「真の」過渡信号の前か後の疑似過渡信号）に相当するスペクトル「ゼロ」すなわちノッチを生成する。Pブロックはゆっくり変化する音信号の「ゼロを埋める」が、前エコーと後エコーは残る。改善された多帯域法は、正弦波の数がサブバンド当たり1個に制限された離散的な正弦波に作用するものである。サブバンド内の過渡信号すなわち雑音は、そのサブバンド内の多数の離散的な正弦波と見ることができる。これは相互変調歪みを生成する。これらの人工音は、複製された高帯域チャンネルに過渡期間中に接続された追加の量子化雑音源と考えられる。したがって、知覚オーディオコーデック内の前エコーおよび後エコー人工音を避ける従来の方法（例えば適応窓切替え）を用いば、改善された多帯域法の主観的品質を高めることができる。コーデックまたは別個の検出器による過渡検出を用い、また過渡状態にあるチャンネル数を減らせば、「量子化雑音」は時間に依存するマスキングしきい値を超えない。過渡信号の通過中は少数のチャンネルを用い、音の通過中は多数のチャンネルを用いる。このような適応的な窓切替えはコーデック内で普通に用いられており、周波数分解能と時間分解能の間で取引する。フィルタバンク大きさが固定されている応用には別の方法を用いてよい。1つの方法は、スペクトル領域内の直線予測により「量子化雑音」を時間で成形することである。次に残留信号に置換を行う。これが直線予測フィルタの出力である。その後で反転予測フィルタを、初めのチャンネルとスペクトル複製チャンネルに同時にかける。別の方法はコンバンダシステム（すなわち、置換または符号化の前の過渡信号の動的振幅圧縮と、置換の後の補足的な伸張）を用いる。また、信号に依存して置換法の間で切り替えることもできる。例えば定常信号に高分解能フィルタバンク置換法を用い、過渡信号に時変パターン探索予測法を用いる。

10

20

#### 実際の応用

標準の信号プロセッサまたは強力PCを用いると、SBR強化コーデックを実時間で動作させることができる。SBR強化コーデックはカスタムチップにハードで符号化してもよい。また図27や図28のように任意のコーデックを用いて種々のシステムでこれを実現して、アナログ信号またはデジタル信号の記憶または伝送に用いてよい。SBR-1法は、デコーダに組み込んで、付加的なハードウェアまたはソフトウェア後処理モジュールとして供給してもよい。SBR-2法はエンコーダを更に修正する必要がある。図27において、アナログ入力信号がA/D変換器2701に入り、デジタル信号を形成して任意のエンコーダ2703に与え、ここで原始コーディングを行う。この装置に入る信号は、聴覚範囲内のスペクトル帯域をすでに廃棄した、またはスペクトル帯域を任意のエンコーダ内で廃棄した低帯域信号でよい。得られる低帯域信号をマルチプレクサ2705に与えて直列ビットストリームを形成し、2707で伝送または記憶する。デマルチプレクサ2709は信号を回復して任意のデコーダ2711に与える。スペクトル包絡線情報2715をデコーダ2711で評価してSBR-1ユニット2713に与える。ユニット2713は低帯域信号を高帯域信号に置換して、包絡線を調整した広帯域信号を生成する。最後に、2717でデジタル広帯域信号をアナログ出力信号に変換する。

30

SBR-2法はエンコーダを更に修正する必要がある。図28において、アナログ入力信号がA/D変換器2801に入り、デジタル信号を形成して任意のエンコーダ2803に与え、ここで原始コーディングを行う。2805でスペクトル包絡線情報を取り出す。得られる信号は低帯域サブバンドサンプルまたは係数と広帯域包絡線情報で、これをマルチプレクサ2807に与えて直列ビットストリームを形成し、2809で伝送または記憶する。デマルチプレクサ2811は信号や低帯域サブバンドサンプルまたは係数や広帯域包絡線情報を回復して、任意のデコーダ2815に与える。スペクトル包絡線情報2813をデマルチプレクサ2811からSBR-2ユニット2817に送り、低帯域信号を高帯域信号に置換して、包絡線を調整した広帯域信号を生成する。最後に、2819でデジタル広帯域信号をアナログ出力信号に変換する。

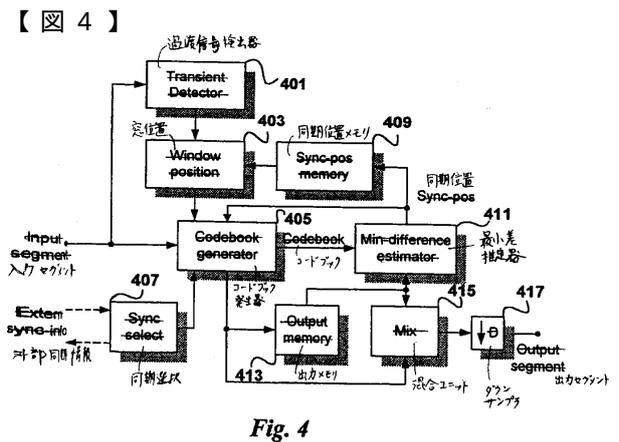
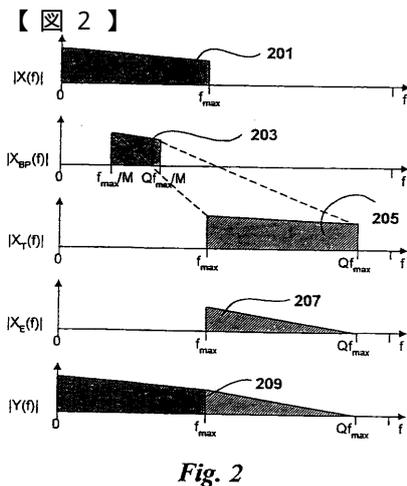
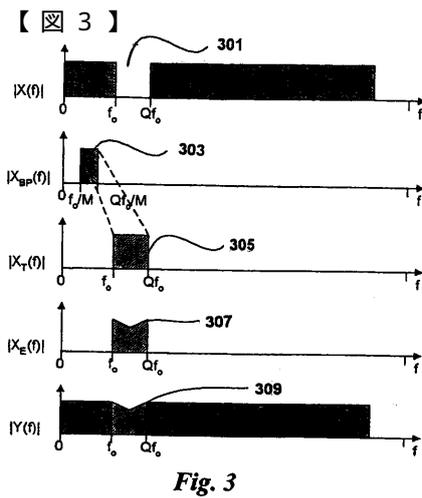
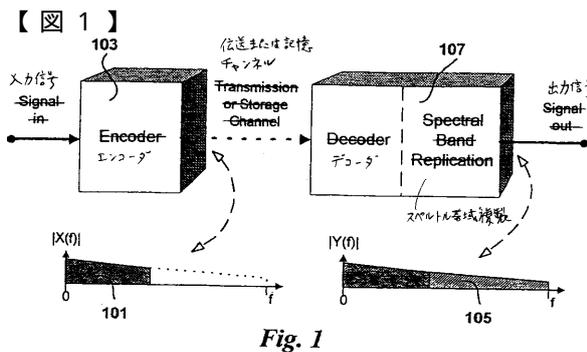
40

非常に低いビットレートだけしか利用できないときは（インターネットや、遅い電話モデム、AM放送など）、オーディオプログラム材料のモノコーディングが避けられない。知

50

覚品質を高めて、より快適な音をプログラムするには、タップ付き遅延線 2901 を導入すれば図 29 に示す簡単な「疑似ステレオ」発生器が得られる。これは、10ms と 15ms の遅延信号を 2903 で約 -6dB にして各出力チャンネルに与え、2905 で初めのモノ信号に加える。疑似ステレオ発生器を用いると、低い計算コストで大きな知覚改善が得られる。

上述の実施の形態は、オーディオ原始コーディングを改善するための本発明の原理を示すものに過ぎない。理解されるように、ここに述べた装置や詳細の修正や変更は当業者には明らかである。したがって、課せられる制約は特許請求の範囲だけによるものであって、ここで実施の形態の記述や説明により示した特定の詳細によるものではない。



【 図 5 】

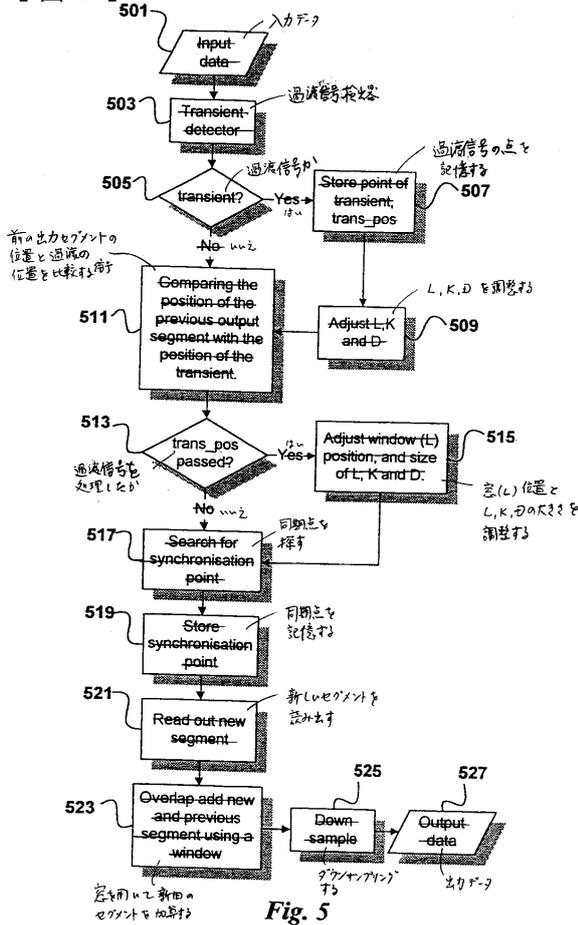


Fig. 5

【 図 6 】

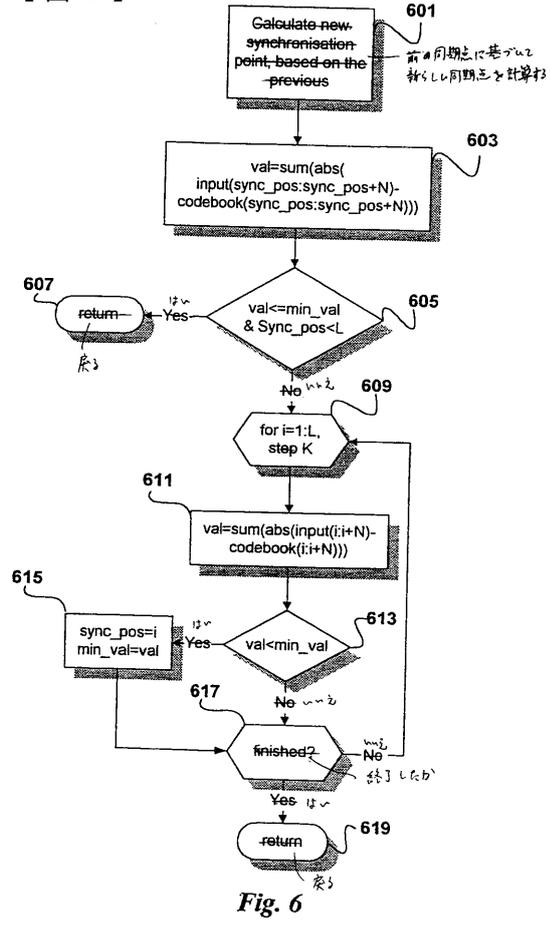


Fig. 6

【 図 7 a 】

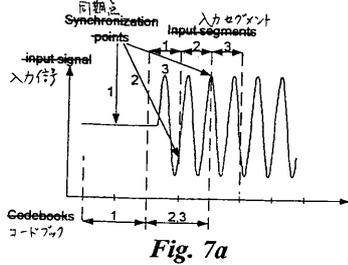


Fig. 7a

【 図 7 b 】

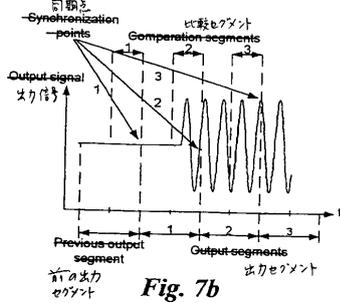


Fig. 7b

【 図 8 】

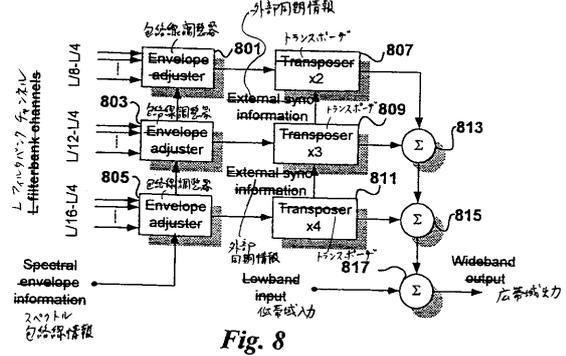


Fig. 8

【 図 9 a 】

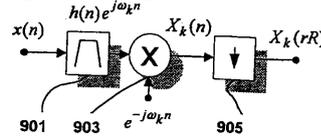


Fig. 9a

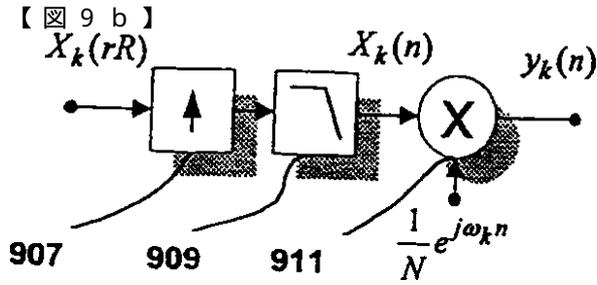


Fig. 9b

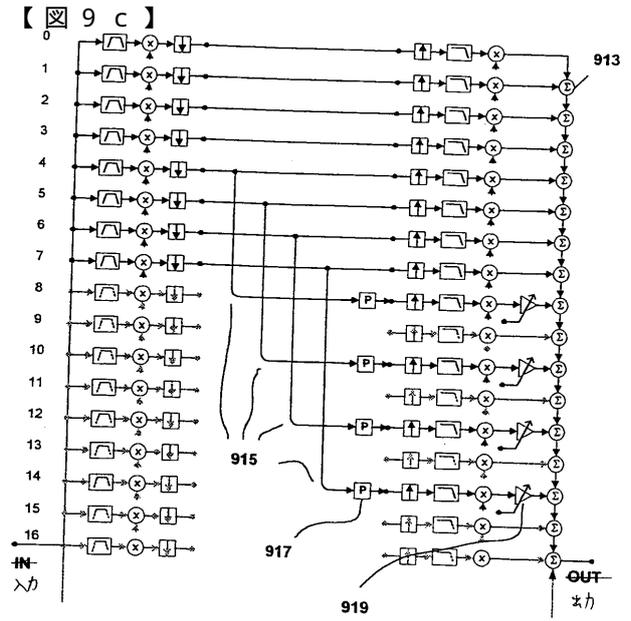


Fig. 9c

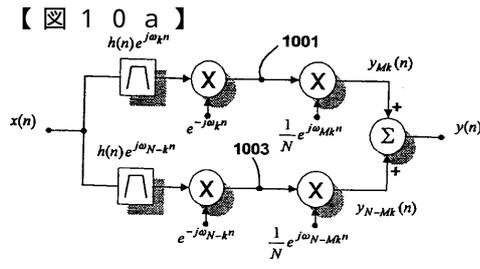


Fig. 10a

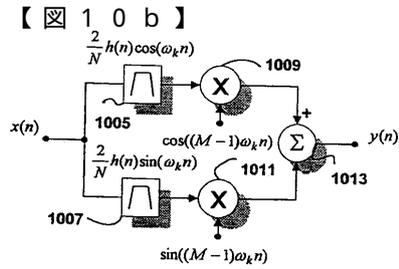


Fig. 10b

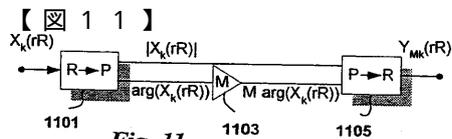


Fig. 11

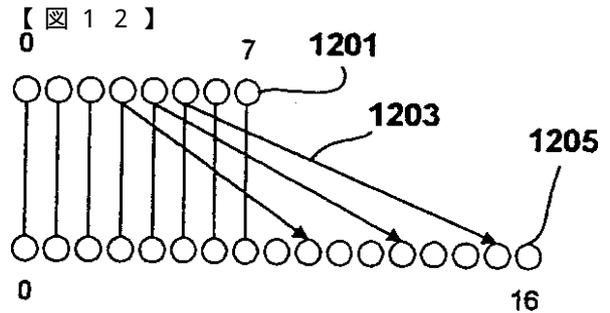


Fig. 12

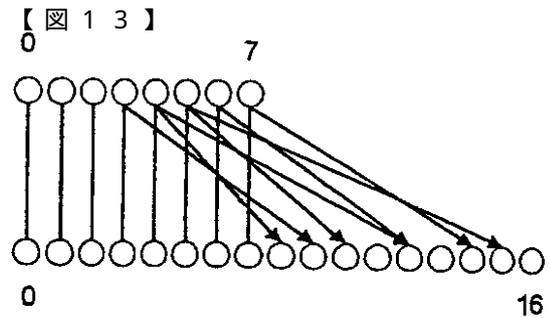


Fig. 13

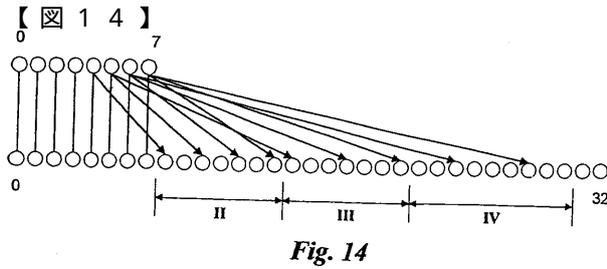


Fig. 14

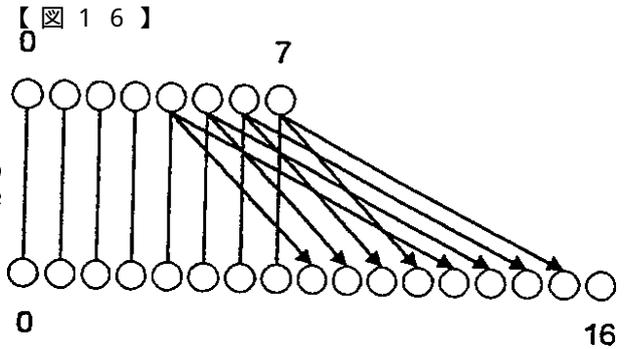


Fig. 16

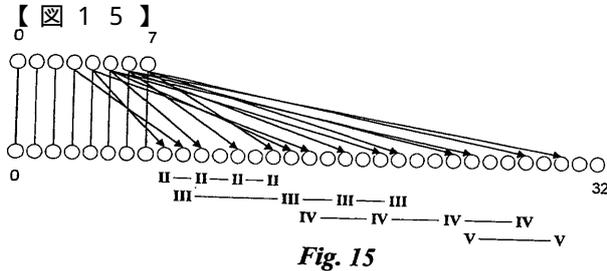


Fig. 15

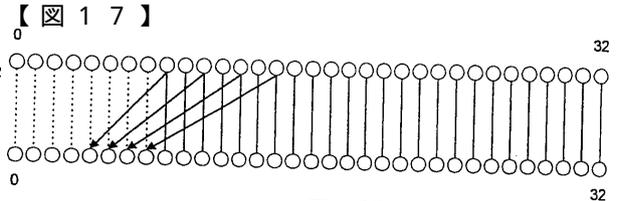


Fig. 17

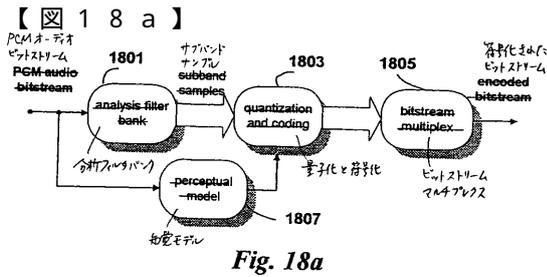


Fig. 18a

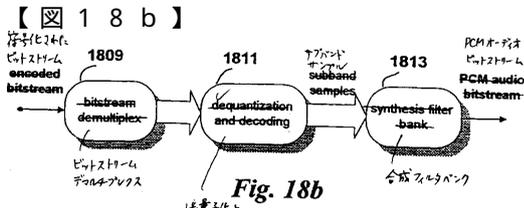


Fig. 18b

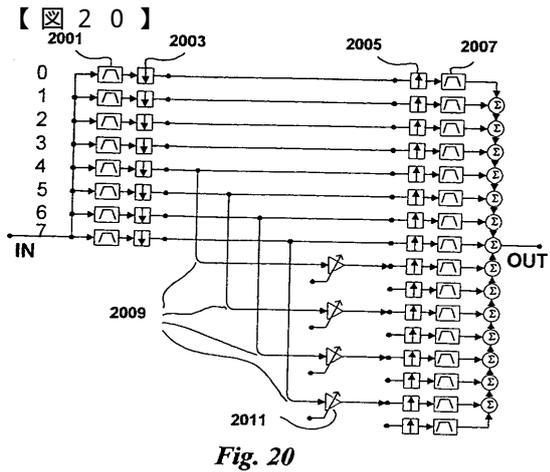


Fig. 20

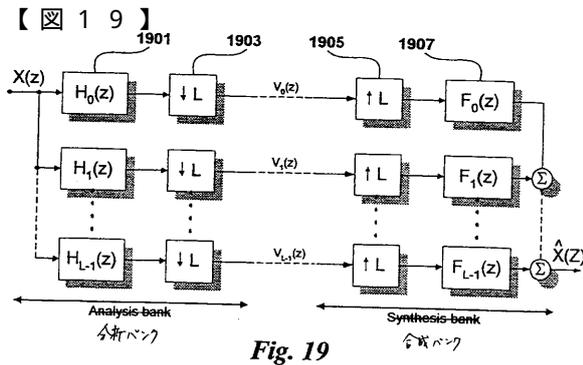


Fig. 19

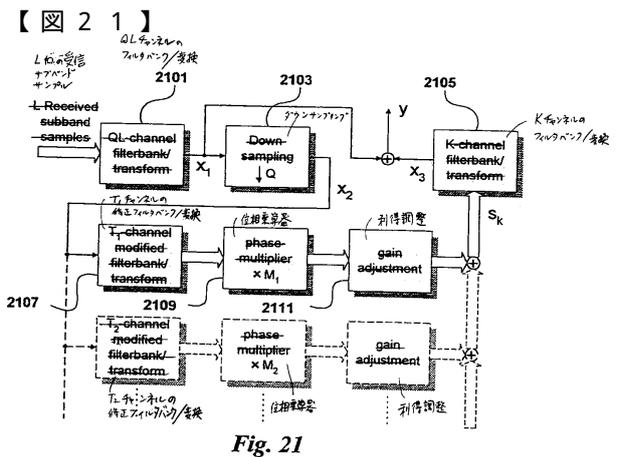


Fig. 21

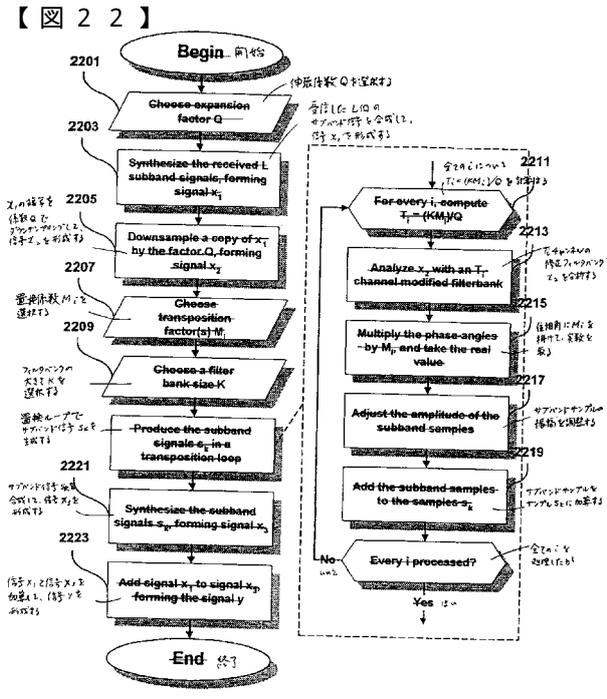


Fig. 22

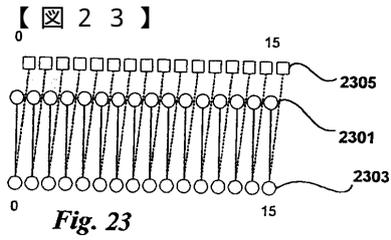


Fig. 23

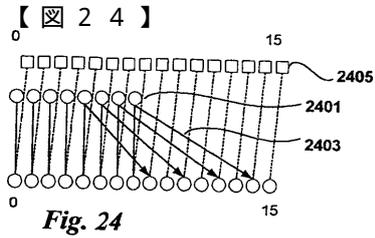


Fig. 24

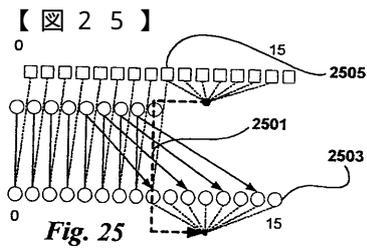


Fig. 25

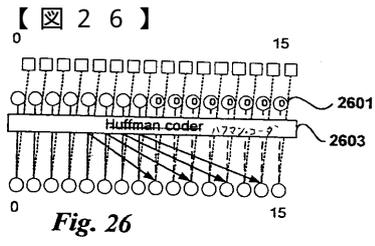


Fig. 26

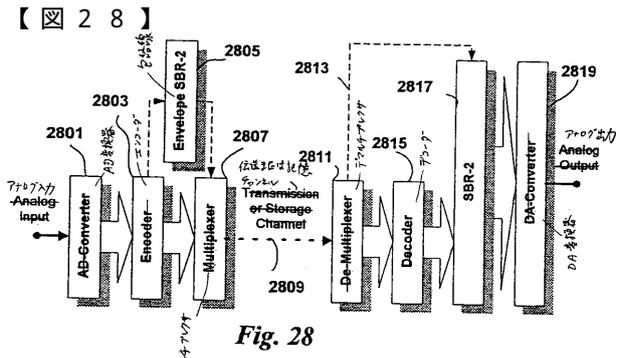


Fig. 28

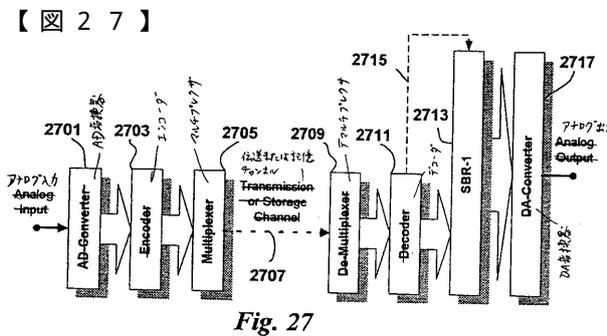


Fig. 27

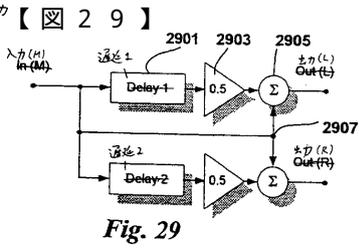


Fig. 29

## フロントページの続き

(31)優先権主張番号 9800268-6

(32)優先日 平成10年1月30日(1998.1.30)

(33)優先権主張国 スウェーデン(SE)

(72)発明者 リルイエリド,ラルス,グスタフ

スウェーデン国エス 171 34 ソルナ,ピンテルバゲン 19

(72)発明者 エクストランド,ペル,ルネ,アルピン

スウェーデン国 エス 116 31 ストックホルム,レンスティエルナス ガタ 29

(72)発明者 ヘン,ラルス,フレドリック

スウェーデン国 エス 168 31 ブロムマ,リタルバゲン 14

(72)発明者 クヨルリング,ハンス,マグヌス,クリストフエル

スウェーデン国 エス 752 27 ウプサラ,ピンドヘムスガタン19シー

審査官 山下 剛史

(56)参考文献 特開平06-085607(JP,A)

特開平09-090992(JP,A)

特開平09-258787(JP,A)

特開平06-301383(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)

G10L 19/00 - 19/02

G10L 21/04

H03M 7/30